

2

## BAND-LIMITED ADAPTIVE FEEDBACK CANCELLER FOR HEARING AIDS

Publication number: JP2002526961 (T)

Publication date: 2002-08-20

Inventor(s):

Applicant(s):

Classification:

- international: H04R3/02; H03H21/00; H04B3/23; H04R25/00; H04R3/02;  
H03H21/00; H04B3/23; H04R25/00; (IPC1-7): H03H21/00;  
H04B3/23; H04R3/02; H04R25/00

- European: H03H21/00B; H04R25/00E1

Application number: JP20000572997T 19990930

Priority number(s): US19980102557P 19980930; WO1999US22757 19990930

Also published as:

WO0019605 (A2)

WO0019605 (A3)

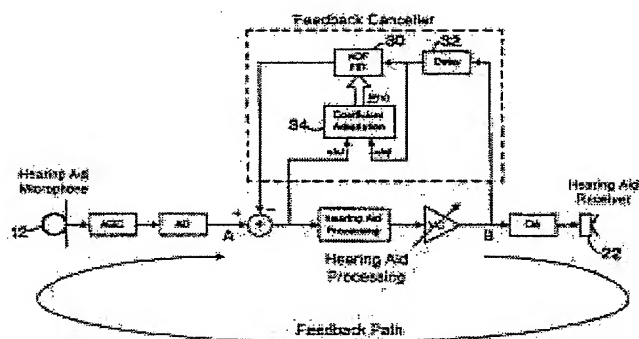
EP1118247 (A2)

AU6168099 (A)

Abstract not available for JP 2002526961 (T)

Abstract of corresponding document: **WO 0019605 (A2)**

An improved method for adaptively cancelling acoustic feedback in hearing aids and other audio amplification devices. Feedback cancellation is limited to a frequency band that encompasses all unstable frequencies. By limiting the bandwidth of the feedback cancellation signal, the distortion due to the adaptive filter is minimized and limited only to the unstable feedback regions. A relatively simple signal processing algorithm is used to produce highly effective results with minimal signal distortion.



Data supplied from the **esp@cenet** database — Worldwide

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11)特許出願公表番号

特表2002-526961

(P2002-526961A)

(43)公表日 平成14年8月20日(2002.8.20)

(51)Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テ-マコ-ト*(参考)
H 0 4 B 3/23		H 0 4 B 3/23	5 D 0 2 0
H 0 4 R 3/02		H 0 4 R 3/02	5 J 0 2 3
25/00		25/00	M 5 K 0 4 6
// H 0 3 H 21/00		H 0 3 H 21/00	

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 58 頁)

(21)出願番号 特願2000-572997(P2000-572997)  
(86)(22)出願日 平成11年9月30日(1999.9.30)  
(85)翻訳文提出日 平成13年3月30日(2001.3.30)  
(86)国際出願番号 PCT/US99/22757  
(87)国際公開番号 WO00/19605  
(87)国際公開日 平成12年4月6日(2000.4.6)  
(31)優先権主張番号 60/102,557  
(32)優先日 平成10年9月30日(1998.9.30)  
(33)優先権主張国 米国(US)

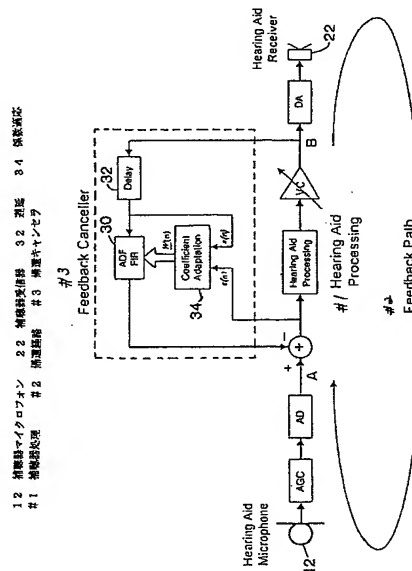
(71)出願人 ハウス・イアー・インスティテュート  
アメリカ合衆国・90057・カリフォルニア  
州・ロサンゼルス・ウエスト サード ス  
トリート・2100  
(72)発明者 ガオ, ショーン  
アメリカ合衆国・91024・カリフォルニア  
州・サリトス・スーザン プレイス・  
18304  
(72)発明者 ソリ, シグフリド  
アメリカ合衆国・91024・カリフォルニア  
州・シエラ マドレ・ノース サンタ ア  
ニタ アベニュー・2020  
(74)代理人 弁理士 山川 政樹

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 補聴器用の帯域限定適応帰還キャンセラ

#### (57)【要約】

補聴器および他の音声増幅装置の音響帰還を適応的に消去する改善した方法。帰還消去は、全ての不安定な周波数を包含する周波数帯に限定されている。帰還消去信号の帯域幅を限定することによって、適応フィルタによる歪みは最小限に抑えられ、不安定な帰還領域にのみ限定される。比較的簡単な信号処理アルゴリズムを使用して、信号の歪みが最小限である高度に有効な結果を生成する。



**【特許請求の範囲】**

- 【請求項 1】** 適応フィルタと、  
適応フィルタの出力を、音声増幅装置の入力と組み合わせる手段と、  
音声増幅装置の出力に結合された入力と、適応フィルタの入力に結合された出力を有し、不安定な周波数を含む周波数帯域に限定された通過帯域を有する第 1 帯域限定フィルタと  
を備える音声増幅装置用帰還キャンセラ。
- 【請求項 2】** 音声増幅装置が、補聴器増幅器を備える請求項 1 に記載の装置。
- 【請求項 3】** 適応フィルタが、デジタル信号プロセッサに実装される請求項 1 に記載の装置。
- 【請求項 4】** 適応フィルタが、有限インパルス応答フィルタである請求項 3 に記載の装置。
- 【請求項 5】** 適応フィルタが、正規化された最小 2 乗アルゴリズムで実施される請求項 4 に記載の装置。
- 【請求項 6】** 第 1 帯域限定フィルタが、デジタル信号プロセッサに実装される請求項 1 に記載の装置。
- 【請求項 7】** 第 1 帯域限定フィルタが、高域通過フィルタを備える請求項 1 に記載の装置。
- 【請求項 8】** 高域通過フィルタの通過帯域が、最低不安定周波数より低い約 200 Hz のカットオフ周波数を有する請求項 7 に記載の装置。
- 【請求項 9】** 適応フィルタが、適応フィルタの入力をフィルタ係数でたたき込む手段を備える請求項 1 に記載の装置。
- 【請求項 10】** 適応フィルタが、さらに、スケーリング利得をフィルタ係数に加える手段を備える請求項 9 に記載の装置。
- 【請求項 11】** スケーリング利得が、2 の累乗である請求項 10 に記載の装置。
- 【請求項 12】** スケーリング利得が、 $2^{-3}$  から  $2^3$  の範囲にある請求項 11 に記載の装置。

【請求項13】 音声増幅装置の入力に結合された入力と、出力を有する第2帯域限定フィルタと、第1帯域限定フィルタの出力に結合された入力と、出力を有する第3帯域限定フィルタとをさらに備え、

第2および第3帯域限定フィルタが、不安定な周波数を含む周波数帯域に限定された通過帯域を有し、フィルタ係数が、第2および第3帯域限定フィルタの出力の関数である請求項9に記載の装置。

【請求項14】 第2および第3帯域限定フィルタが、位相応答を整合することを有する請求項13に記載の装置。

【請求項15】 第2および第3帯域限定フィルタが、ほぼ同一な特性を有する請求項13に記載の装置。

【請求項16】 音声増幅装置の出力を遅延させ、その後、第1帯域限定フィルタに入力する手段をさらに備える請求項1に記載の装置。

【請求項17】 音声増幅装置の出力が、帰還経路の遅延の関数である時間の量だけ遅延される請求項16に記載の装置。

【請求項18】 組み合わせ手段と音声増幅装置の入力との間に結合された、自動利得制御（AGC）をさらに備える請求項1に記載の装置。

【請求項19】 音声増幅装置の入力に結合された、自動利得制御（AGC）をさらに備え、前記AGCが、適応フィルタの出力と組み合わせられた出力を有する請求項1に記載の装置。

【請求項20】 適応フィルタが、調節可能な適応速度を有する請求項1に記載の装置。

【請求項21】 適応速度が、音声増幅装置の利得の関数として調節される請求項20に記載の装置。

【請求項22】 適応フィルタの長さが選択可能である請求項1に記載の装置。

【請求項23】 適応フィルタの長さが、サンプリング・レートと不安定な周波数を含む周波数帯域の関数として選択され、その結果、適応フィルタのインパルス応答の持続期間が十分に長く、音声増幅装置の出力からその入力までの帰還経路において、不安定周波数を含む周波数帯域におけるグループ遅延の変化の

予想される範囲をカバーする請求項22に記載の装置。

【請求項24】 第1帯域限定フィルタが、音声増幅装置の出力からその入力までの帰還経路の周波数応答をほぼ整合する周波数応答を有する請求項1に記載の装置。

【請求項25】 音声増幅装置における帰還を消去する方法であって、  
音声増幅装置の出力を、不安定な周波数を含む周波数帯域に限定された通過帯域を有する第1帯域限定フィルタに加えるステップと、  
第1帯域限定フィルタの出力を、適応フィルタに加えるステップと、  
適応フィルタの出力を、音声増幅装置の入力と組み合わせるステップとを含む方法。

【請求項26】 適応フィルタが、  
適応フィルタに対する、帰還消去エラー信号と入力信号のパワーを推定するステップと、  
推定したパワーにより、フィルタ係数を適応するステップと、  
適応したフィルタ係数から、DCオフセットを除去するステップと、  
適応したフィルタ係数を帯域フィルタリングするステップと、  
適応したフィルタ係数を、調節可能なフィルタに加えるステップとを含む方法によって実施される請求項25に記載の方法。

【請求項27】 DCオフセットを除去するステップが、フィルタ係数を適応するステップより低い頻度で実施される請求項26に記載の方法。

【請求項28】 適応したフィルタ係数を帯域フィルタリングするステップが、適応したフィルタ係数、所定の閾値を超えると時のみ実施される請求項26に記載の方法。

【請求項29】 フィルタ係数を適応するステップが、乗法なしに、移動、否定、および追加を含む請求項26に記載の方法。

【請求項30】 適応フィルタが、帯域通過フィルタの出力をフィルタ係数でたたき込むステップを含む方法によって実施される請求項25に記載の方法。

【請求項31】 適応フィルタを実施する方法が、さらに、スケーリング利得をフィルタ係数に加えるステップを備える請求項30に記載の方法。

【請求項32】 スケーリング利得が、2の累乗である請求項31に記載の方法。

【請求項33】 スケーリング利得が、 $2^{-3}$  から  $2^3$  の範囲にある請求項32に記載の方法。

【請求項34】 音声増幅装置が、補聴器増幅器を備える請求項25に記載の方法。

【請求項35】 装着者の耳に挿入された補聴器で、適応フィルタ係数を測定し、不安定な周波数を識別するステップをさらに含む請求項34に記載の方法。

【請求項36】 第1帯域限定フィルタが、高域通過フィルタである請求項25に記載の方法。

【請求項37】 高域通過フィルタの通過帯域が、最低な不安定周波数より低い約200Hzのカットオフ周波数を有する請求項36に記載の方法。

【請求項38】 音声増幅装置の出力を遅延し、その後第1帯域限定フィルタに加えるステップをさらに備える請求項25に記載の方法。

【請求項39】 音声増幅装置の出力が、帰還経路遅延の関数である時間の量だけ遅延される請求項38に記載の方法。

【請求項40】 自動利得制御（AGC）を、音声増幅装置の入力に加えるステップをさらに含む請求項25に記載の方法。

【請求項41】 適応フィルタの出力が、音声増幅装置の入力と組み合わせられた後、AGCが加えられる請求項40に記載の方法。

【請求項42】 AGCが、音声増幅装置の入力と、適応フィルタの出力の両方に加えられる請求項40に記載の方法。

【請求項43】 適応フィルタの適応速度を調節するステップをさらに備える請求項25に記載の方法。

【請求項44】 適応速度が、音声増幅装置の利得の関数として調節される請求項43に記載の方法。

【請求項45】 適応フィルタの長さを選択するステップをさらに含む請求項25に記載の方法。

【請求項46】 適応フィルタの長さが、サンプリング・レートと不安定周波数を含む周波数帯域の関数として選択され、その結果、適応フィルタのインパルス応答の持続期間が十分に長く、音声増幅装置の出力からその入力までの帰還経路において、不安定周波数を含む周波数帯域におけるグループ遅延の変化の予測される範囲をカバーする請求項45に記載の方法。

【請求項47】 第1帯域限定フィルタの周波数応答を、音声増幅装置の出力からその入力までの帰還経路の周波数応答に整合するステップをさらに含む請求項25に記載の方法。

【請求項48】 出力と補聴器回路の音声出力に結合された入力とを有する第1遅延を生成する手段と、

出力と第1遅延手段の出力に結合された入力とを有する第1帯域限定フィルタと、

出力と第1帯域限定フィルタの出力に結合された入力とを有する適応フィルタと、

出力と補聴器マイクロフォンの条件付けられた出力に結合された入力とを有する第2遅延を生成する手段と、

第2遅延手段の出力に結合された非逆転入力と、適応フィルタの出力に結合された逆転入力と、補聴器処理モジュールの入力に結合された出力とを有する第1合計ノードと、

第2遅延手段の入力に結合された入力と、出力を有する第2帯域限定フィルタと、

第2帯域限定フィルタの出力に結合された非逆転入力と、適応フィルタの出力に結合された逆転入力と、さらに出力とを有する第2合計ノードと、

第1帯域限定フィルタの出力に結合された第1入力と、第2合計ノードの出力に結合された第2入力と、フィルタ係数を適応フィルタに供給する出力とを有する第1係数を選択する手段とを備え、

第1および第2帯域限定フィルタが、不安定周波数を含む周波数帯域に限定された通過帯域を有する、音声増幅装置用帰還キャンセラ。

【請求項49】 出力と補聴器回路の音声出力に結合された入力とを有する

遅延生成手段と、

出力と遅延手段の出力に結合された入力とを有する第1帯域限定フィルタと、

出力と第1帯域限定フィルタの出力に結合された入力とを有する適応フィルタと、

補聴器マイクロフォンの条件付けられた出力に結合された非逆転入力と、適応フィルタの出力に結合された逆転入力と、補聴器処理モジュールの入力に結合された出力とを有する、合計ノードと、

合計ノードの出力に結合された入力と、出力を有する、第2帯域限定フィルタと、

出力と第1帯域限定フィルタの出力に結合された入力とを有する第2帯域限定フィルタと、

第2帯域限定フィルタの出力に結合された第1入力と、第3帯域限定フィルタの出力に結合された第2入力と、フィルタ係数を適応フィルタに供給する出力とを有する、フィルタ係数を選択する手段とを備え、

第1、第2、および第3帯域限定フィルタが、不安定周波数を含む周波数帯域に限定された通過帯域を有する音声増幅装置用帰還キャンセラ。

【請求項50】 第2および第3帯域限定フィルタが、位相応答を整合することを有する請求項49に記載の装置。

【請求項51】 第2および第3帯域限定フィルタが、ほぼ同一な特性を有する請求項49に記載の装置。

【請求項52】 第1帯域限定フィルタに対するフィルタ係数の複数のセットを格納する手段をさらに備える請求項1に記載の装置。

【請求項53】 フィルタ係数のセットが、音声増幅装置の利得の関数として選択される請求項52に記載の装置。

【請求項54】 第1帯域限定フィルタに対するフィルタ係数の複数のセットを格納するステップをさらに含む請求項25に記載の方法。

【請求項55】 フィルタ係数のセットを、音声増幅装置の利得の関数として選択するステップをさらに含む請求項54に記載の方法。

【請求項56】 適応したフィルタ係数を帯域フィルタリングするステップ



が、不安定周波数を含む周波数帯域に限定された通過帯域を加える請求項 26 に記載の方法。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

## (発明の背景)

## (1. 関連出願)

本出願は、1998年9月30日に出願された、同時継続中の仮出願 Serial No. 60/102,557の利点を請求する。

## 【0002】

## (2. 発明の分野)

本発明は、一般に、音声増幅、特に補聴器の音声増幅の分野に関する。より詳細には、本発明は、補聴器の音響帰還を効率的に消去する方法を提供する。

## 【0003】

## (3. 従来技術)

電気音響変換器（通常「受信器」と呼ばれる）からマイクロフォンに戻る、補聴器の音響帰還は一般的であり、抑制するのが困難である。帰還は、補聴器の装着者をいらいらさせる可聴ホイッスルを生成する可能性があり、そのため装着者は、しばしば音量を所望のレベルより下げなければならず、補聴器の有効性を低減することとなる。

## 【0004】

補聴器の音響帰還を効果的に抑制することが困難である1つの理由は、帰還が生じる周波数が、外部の状況の変化と共に変化することである。したがって、増幅した信号を望ましくないほど低下せずに、効果的に帰還を消去するために、適応消去の形態が必要とされる。適応帰還消去を実施するために、様々な技術が提案されてきた。そのような技術は、例えば、米国特許第5,016,280号、第5,091,952号、および第5,259,033号に開示されている。

## 【0005】

補聴器の主要な設計目標の1つは、物理的な体積を小型化することである。たいの装着者は、完全に耳の中に装着することができる補聴器を好む。超小型電子技術の進歩により、内耳（ITE）補聴器の信号処理能力は、大いに改善された。しかし、そうであっても、効果的な音響消去を行うことは、依然として実

用的な設計の課題である。従来の技術では、必ず何らかの妥協が必要である。そのような妥協の結果、補聴器は、最大安定利得のわずかな増大、緩慢なフィルタ適応、歪み、干渉、および／または個々の装着者に対する適応の欠如を示す可能性がある。

#### 【0006】

##### (発明の概要)

本発明は、補聴器および他の音声増幅装置の音響帰還を適応的に消去する改善した方法を提供する。帰還消去は不安定な周波数の全てを含むある周波数帯に限定される。このように帰還消去を限定することによって、比較的簡単な信号処理アルゴリズムを使用して、信号の歪みが最小であり、高度に効果的な結果を生成することが可能である。

#### 【0007】

本発明を実施するために、まず、不安定な帰還周波数を識別しなければならない。これは、実際に耳を測定する様々な技術によって達成され、それから複雑な開ループ伝達関数を得ることが可能である。不安定な帰還周波数が識別された後は、帯域を限定した適応フィルタが実装される。このように適応の帯域幅を限定することによって、適応帰還キャンセラは、不安定な周波数の範囲内で非常に迅速に適応することができ、適応雑音も比較的低い。帰還消去信号の帯域幅を限定することによって、適応フィルタによる歪みは最小限に抑えられ、不安定な帰還領域にのみ限定される。広帯域帰還消去と比較して、本発明の帯域限定帰還キャンセラが生成する歪みは小さく、したがって、出力される音質は非常に改善される。

#### 【0008】

##### (発明の詳細な説明)

以下の記述では、説明ではあるが限定ではないことを目的として、特定の詳細について記述し、本発明の完全な理解を提供する。しかし、当業者には、本発明は、これらの特定の詳細から逸脱する他の実施形態で実行することが可能であることが明らかであろう。他の例については、不必要な詳細で本発明の記述をあいまいにしないために、よく知られている方法および装置の詳細な記述は省略して

いる。

#### 【0009】

図1は、補聴器使用者の耳に装着されている補聴器10の機能ブロック図である。補聴器10は、マイクロフォン12と、マイクロフォン前置増幅器回路14と、アナログ・デジタル変換器16と、信号処理回路18と、デジタル・アナログ変換器20と、受信器22とを備える。信号処理回路18は、点Cから点Dへの $K(f)$ の伝達関数を有する。点Dから点Cへの帰還経路は、デジタル・アナログ変換器20と、補聴器受信器22と、受信器とマイクロフォンの間の音響機械結合と、アナログ調整回路14と、アナログ・デジタル変換器16とを含む。 $\beta(f)$ は、帰還経路の伝達関数である。

#### 【0010】

図2は、耳に装着された簡略化した補聴器を示す。補聴器の開ループ伝達関数は、 $K(f)\beta(f)$ と定義される。補聴器は、その開ループ伝達関数が、ナイキスト不安定基準

$$\text{大きさ: } |K(f_u) \cdot \beta(f_u)| \geq 1$$

$$\text{位相: } \angle K(f_u) \beta(f_u) = n \times 360^\circ \quad \text{式1}$$

を満たす周波数 $f_u$ でのみ、不安定な帰還を生成する。上記の位相条件が満たされ、補聴器開ループ伝達関数の大きさが単位利得に近いが、それ未満でないとき、補聴器は準発振状態にある。準発振と発振の両方とも、補聴器の装着者にとっては不愉快なものであり、削除されなければならない。以下の記述では、不安定な帰還周波数と準発振周波数の両方を、不安定な帰還周波数と呼ぶ。効率的な帰還消去アルゴリズムは、全ての $f_u$ を含む周波数領域で動作することが必要である。帰還消去がこの周波数領域に限定されるとき、比較的簡単なアルゴリズムで、信号の歪みが最小であり、高度に効果的な結果を生成することができることを見出した。以前に開発された補聴器システムの帰還消去方法のいずれも、この発見を行っていない。

#### 【0011】

開ループ伝達関数を得るために、従来技術の方法は、図3の点Cと点Dの間に示すように、マイクロホン前置増幅器の後ろと補聴器処理モジュールの前で閉

ループシステムを開き、単一の分析器を有する標準2チャンネル伝達関数測定を作成する。しかし、この方法は、補聴器回路を切断することが非実用的なので、市販の補聴器と共にうまく使用することができない。我々は、以下の3つのモジュールを開発して、補聴器回路を切断せずに、開ループ伝達関数を獲得した。

#### 【0012】

第1の方法は、プローブ・マイクロフォンを使用し、耳管内の補聴器で、鼓膜の付近でプローブ・マイクロフォン信号を獲得することによって、閉ループ測定から、的確に開ループ伝達関数 $K(f)\beta(f)$ を獲得する。この方法は、共有している特許出願第08/926、320号に開示されており、その明細書は、参考文献によって本明細書に組み込まれている。簡単には、その方法は、鼓膜の付近でプローブ・マイクロフォン信号を獲得することが必要であり、3つの利得設定 $G1$ 、 $G2$ 、および $G3$ で、補聴器の開ループ伝達関数を計算する。ここで、 $G3=0$ である（すなわち、補聴器をはずしている）。本発明で使用する、プローブ・マイクロフォンで音響信号を検出してデジタル化する方法および手順は、部分的には、共有している米国特許第5、325、436号「Method of Signal Processing for Maintaining Directional Hearing with Hearing Aids」の主題である。

#### 【0013】

複雑な開ループ伝達関数 $K(f)\beta(f)$ を、次のように得ることができる。

#### 【数1】

$$K(f)\beta(f) = \frac{G1 \times H_{2AB}(f) - G2 \times H_{1AB}(f) + H_{3AB}(f) \times (G2 - G1)}{G2 \times G1 \times [H_{2AB}(f) - H_{1AB}(f)]}$$

式2

上式で、 $H_{1AB}(f)$ 、 $H_{2AB}(f)$ 、および $H_{3AB}(f)$ は、 $G1$ 、 $G2$ 、および $G3$ で測定した、図1の点Aから点Bへの閉ループ伝達関数である。点Aは補聴器マイクロフォン入力にあり、点Bは補聴器受信器出力、すなわちプローブ・マイクロフォンにある。

## 【0014】

プローブ・マイクロフォンを閉ループ測定に使用しなければならないので、補聴器の通気システムは、部分的にプローブ管によって遮断される。したがって、獲得した開ループ伝達関数は、開補聴器通気孔に伴う開ループ伝達関数の近似に過ぎない。また、閉ループ伝達関数測定は、測定中の頭の動きと周囲の環境の変化に敏感である。

## 【0015】

第2の方法は、プローブ・マイクロフォン測定を必要としない。補聴器に適応帰還キャンセラを構成することが必要であり、図4に示す広帯域モードで動作する。補聴器の適応デジタル・フィルタ(ADF)30は、デジタル・アナログ変換器20、受信器22、受信器とマイクロフォンの間の結合経路、マイクロフォン12、AGC14、およびアナログ・デジタル変換器16を含む帰還経路の推定を提供する。

## 【0016】

静かな部屋に座っている補聴器の装着者のデータを収集する。白色雑音信号が拡声器を経て音場内に生成される。補聴器は、既知の基準応答でプログラムされている。補聴器の装着者は、不快レベル(UCL)より低く補聴器利得を調節するように指示されている。白色雑音が音場で動いている間、補聴器のADFは、帰還経路に整合するように補聴器を適応する。ADFが収束した後、フィルタの係数ベクトル $\underline{W}(n)$ を「遅延」と共に補聴器から読み取る。帰還伝達関数 $\beta'(f)$ は、以下のように推定することができる。

$$\beta'(f) = e^{-j2\pi D} \times W_n(f) \quad \text{式3}$$

上式で、Dは「遅延」ブロック32によって導入された遅延、 $W_n(f)$ は時間指標nでのADFの周波数応答であり、それに対するインパルス応答は $\underline{W}(n)$ である。測定の精度を上げるために、異なる時間指標 $n_i$ を有するいくつかの係数ベクトル $\underline{W}(n_i)$ をADFから獲得し、それを平均して、式3の $W_n(f)$ を計算することができる。

## 【0017】

各人の聴力損失を補償するために、測定中に使用する補聴器基準応答は、所望

の補聴器応答 $K(f)$ で置き換えられる。所望の補聴器応答 $K(f)$ に関連する複雑な開ループ伝達関数は $K(f)\beta'(f)$ によって推定することができる。

$$K(f)\beta'(f) = e^{-j2\pi fD} \times W_n(f) \times K(f) \quad \text{式(4)}$$

#### 【0018】

次いで、不安定な帰還周波数を、式1に基づいて推定した開ループ伝達関数によって決定することができる。第1の方法と比較すると、この方法は、プローブ・マイクロフォン測定を必要としない。したがって、補聴器の通気システムは、測定中に遮断されない。測定は頭の動きと周囲の環境の変化に敏感ではない。測定を支援するために補聴器に回路を追加する必要がない。白色雑音は、測定用の試験信号として役立つが、拡声器から直接来る信号は、帰還経路について何も情報を搬送しないので、ADFに対する干渉雑音としても作用する。したがって、白色雑音は適応雑音をADF係数に導入する。最適な結果を達成するために、白色雑音信号のレベルは、可能な限り低くすべきであるが、部屋の雑音下限より上でなければならない。補聴器の利得は、可能な限り高くすべきであるが、UCLより低く、可聴帰還がないようにしなければならない。さらに、補聴器は、測定中、開ループに構成されている。UCLではなく不安定な帰還が、補聴器の利得設定に対する制限ファクタである可能性がある。

#### 【0019】

第3の方法は、上述した第2の方法に類似している。図5に示す疑似ランダム雑音生成器が外部の白色雑音試験信号を置換するために用いられ、補聴器の処理ブロックが外される。この方法は、上述した第2の方法に対し、2つの利点を有する。(1) 外部試験信号によって導入された適応干渉は、内部疑似ランダム雑音生成器を使用することによって除去される。(2) 補聴器は、測定中、開ループ構成で動作される。したがって、補聴器の利得は、不安定に関する問題を生じずに、可能な限り高く設定することができる。この方法は、雑音生成器といくつかの制御論理を補聴器に追加することが必要である。開ループ伝達関数測定は、当初の取付けプロセス中に必要とされるだけである。

#### 【0020】

図4と5は、共に、一般的な広帯域適応帰還キャンセラを示す。デジタル帰還

消去信号は、補聴器デジタル出力信号を、点BでADFに通過させることによって生成され、これは、帰還経路 $\beta(f)$ を近似する。デジタル帰還消去信号は、点Cでデジタル化したマイクロフォン出力から減算され、補聴器から帰還信号を削除する。

#### 【0021】

ADF30は、調節可能なフィルタを備え、フィルタ係数を使用して、帰還消去信号を生成する。係数適応部分34は、フィルタの係数を調節して、帰還経路を近似する。様々な適応フィルタリング方法があり、異なるフィルタリング構造と異なる適応アルゴリズムを有する。そのいくつかは、極めて良好な収束行動と精度を示すが、大量の計算が必要である。例えば、最小2乗(LS)アルゴリズムはこのカテゴリに属する。補聴器に対する適応帰還消去の応用については、簡単な確率勾配(Stochastic Gradient、SG)アルゴリズムで十分に許容可能な性能を提供する。補聴器はハードウェアの必要性を最小限に抑えることが望ましいので、適応フィルタリングアルゴリズムが簡単であることは、補聴器の応用に対する非常に重要なファクタである。この簡単さと十分な収束の性能により、ADF係数適応に対して、正規化した最小平均2乗(LMS)アルゴリズムを使用するFIR(有限インパルス応答)フィルタを選択する。適応フィルタリングアルゴリズムを、補聴器の適応帰還消去の問題により具体的に適しているようにするために、以下で議論するように、適応刻み幅をADF入力とエラーに正規化した、正規化LMSアルゴリズムを採用した。

#### 【0022】

一般に、適応フィルタは時間変化システムであり、これは、時間変化帰還経路を追跡することができる。しかし、また、適応フィルタの適応雑音による不必要な変化は、補聴器の出力に不快な歪みを導入する可能性がある。したがって、適応フィルタの調節は、不安定な帰還を削除することが必要な場合を除いて、最小限に抑えるべきである。

#### 【0023】

補聴器の出力から補聴器のマイクロフォンに再び供給される信号以外の、外部音源から入来する信号(外部入力信号)は、一般に、適応フィルタの適応に対す



る干渉と見なされる。外部入力信号は、通常、適応フィルタに対する最適な解決法にバイアスを導入する。外部入力信号の特性が変化するとき、バイアスは変化する。また、外部入力信号は、適応プロセス中に、誤調整雑音を生じる。潜在的な発振問題（不安定および準発振）を有する可能性がない周波数成分を、適応プロセスで使用する適応信号： $e(n)$ と $x(n)$ から除去することによって、適応プロセスに対する外部入力信号の干渉作用を大いに低減することができる。

#### 【0024】

変更した正規化LMSアルゴリズムに対して、適応フィルタの収束速度は、適応刻み幅によって制御され、これは、組み合わせた信号パワー $e(n)$ と $x(n)$ に反比例する。組み合わせた信号パワーを低減すると、より大きな適応刻み幅をもたらし、これは収束速度を増大する。発振問題に不適切な成分を適応信号から除去しているため、組み合わせた信号パワー $e(n)$ と $x(n)$ は低減され、したがって、より大きな適応刻み幅を使用して、収束速度を増大することが可能である。帰還キャンセラは、より速い収束速度で、動的帰還経路と入力信号の鋭い変化によるAGCの急激な利得変化を、よりよく追跡することができる。

#### 【0025】

さらに、適応帰還消去で使用する再帰トポロジのために、外部入力信号の周期性が、補聴器の出力で、当初の信号（外部入力信号）を消去する。発振問題に不適切な周波数成分を適応信号から除去することによって、外部入力信号に由来する適応信号の周期性を低減することができる。したがって、補聴器の出力で当初の入力信号を消去する問題は、軽減されることになる。

#### 【0026】

さらに、適応フィルタは、常に、大きなエネルギーが存在する周波数でより良好に機能する。これは、適応フィルタ入力信号とエラー信号に存在している発振成分のエネルギーが、外部入力信号のスペクトルのピーク・エネルギーと同等かまたはそれより大きいときのみ、適応帰還キャンセラは、発振周波数で活発に作用することを意味する。その結果、不安定帰還周波数での周波数成分の大きさが構築され、次いで外部入力スペクトル・ピークの周囲の上下に抑制される。これは、いわゆる残余発振成分の変調効果である。

## 【0027】

適応信号から不必要な周波数成分を除去することによって、ピーク・スペクトル・レベルはかなり低減される。したがって、残余発振成分の大きさも著しく低減される。

## 【0028】

適応信号から不必要な周波数成分を除去するというこの概念は、外部入力信号がスピーチ信号であるとき、極めて重要で有利である。よく知られているように、スピーチは、不安定な帰還が生じにくい低周波数で、そのエネルギーと周期性のほとんどを含む。したがって、スピーチの低周波数成分は、適応フィルタリングに対しては必要ないと見なされ、高域通過（または帯域通過）フィルタを適応信号に適応することによって、容易に除去することができる。高域通過フィルタのカットオフ周波数は、一般に、最低不安定帰還周波数より低い200Hzに設定される。

## 【0029】

上述したように、不安定な帰還はある周波数でのみ生じる。他の周波数で歪みを導入せずに、これらの周波数で発振を効果的に抑制するために、本発明は、適応帰還キャンセラが発振周波数を含むことが既知である周波数領域に適応信号の帯域幅を限定するように、適応帰還キャンセラを構成する。そうすることによって、適応帰還キャンセラは、発振周波数領域では、非常に迅速に適応し、適応雑音もはるかに少なく、他の周波数では、非常に緩慢に適応する。その結果、ADFによって生成された帰還消去信号も、同じ周波数領域に限定される。したがって、広帯域の方法とは異なり、帯域限定帰還キャンセラが生じる歪みはより少なく、出力音質は大いに改善されている。

## 【0030】

図6は、帯域限定適応帰還キャンセラを実施する1つの可能な構造を示す。BPF1とBPF2は帯域通過フィルタであり、全ての不安定な帰還周波数を含んでいる周波数領域のみを通過させる。BPF1とBPF2は、 $e(n)$ と $x(n)$ から不必要な周波数成分をほとんど除去して、適応プロセスを改善する。補聴器入力信号は、BPF2によってフィルタリングされ、次いでこれを適応フィル

タリングの所望の信号として使用し、したがって、適応フィルタは、BPF2の通過帯域で、消去信号を生成するだけである。帯域通過フィルタBPF2として $\Delta_2$ 遅延線形位相FIRフィルタを選択し、その結果、純粹遅延 $\Delta_2$ を使用して、主要な補聴器信号経路で位相の歪みを導入せずに、消去接合SUM2において、フィルタリングされなかった補聴器入力 $d(n - \Delta_2)$ が、フィルタリングされた所望の信号 $d'(n)$ と適切に時間合わせされていることを保証することができる。主要な補聴器の信号経路における追加の遅延 $\Delta_2$ は、発振周波数の数を増大し、発振周波数をより低い周波数に移動させるので、BPF2のフィルタの長さは最小限に抑えなければならない。フィルタBPF1の前面での $\Delta_1$ サンプル遅延を使用して、帰還消去信号は帰還信号と適切に時間合わせされており、したがって、適応フィルタのインパルス応答は、帰還経路の推定されたインパルス応答のエネルギーのほとんどを含むことを保証する。一方、フィルタBPF1によって導入された遅延は長過ぎてはならず、または適応フィルタによって生成された消去信号は、帰還信号に遅れる可能性がある。各ブロックによって導入されたグループ遅延は、以下の条件を満たさなければならない。

【数2】

$$D_{\Delta_1}(f) + D_{BPF1}(f) + D_{ADF\_FIR}(f) = D_{feedback\ path}(f) + D_{BPF2}(f)$$

式5

サンプルの最適遅延 $\Delta_1$ は、補聴器取付けプロセス中に、帰還経路の測定に基づいて決定することができる。全てのADF係数を使用するために、適応フィルタによって生じた遅延は、最小限に抑えるべきである。遅延 $\Delta_1$ は、以下の条件を満たさなければならない。

【数3】

$$D_{\Delta_1}(f) \leq D_{feedback\ path}(f) + D_{BPF2}(f) - D_{BPF1}(f)$$

式6

次の式を選択する。

【数4】

$$\Delta_1 = \min \{ D_{\text{feedback path}}(f) + D_{\text{BPF2}}(f) - D_{\text{BPF1}}(f) \}_{f \in \text{passband}} - \varepsilon$$

式7

【0031】

上式で、 $\varepsilon$  はサンプルの許容差である。通常  $\varepsilon$  は2に等しく選択する。

【0032】

ADFの出力は、ある時間に1つのサンプルで計算する。時間指標  $n$  では、 $M$  個をタップしたADF出力に対する計算は、次のように記述される。

【数5】

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} w_k(n) \cdot x(n-k)$$

式8

$\{w_0(n), w_1(n), \dots, w_{M-1}(n)\}$  は、時間指標  $n$  での  $M$  個をタップしたADFの係数である。

【0033】

ADFの係数は、変更した正規化LMSアルゴリズムでアップデートされる。従来の正規化LMSアルゴリズムのように、信号レベルが高いとき、適応刻み幅は低減され、および低いとき増加する。しかし、補聴器の帰還消去では、ADFの入力信号は、補聴器処理モジュール、BPF1および $\Delta_1$ によって遅延される。エラー信号  $e(n)$  のパワーは、以下のように、時間変化刻み幅を計算するために含まれている。

$$e(n) = d'(n) - y(n),$$

ただし、 $d'$  は帯域通過フィルタBPF2の出力

式9

$$p(n) = \rho \cdot p(n-1) + x^2(n) + e^2(n)$$

式10

【数6】

$$\mu(n) = \frac{C}{[(1-\rho) \cdot p(n) + ME] \cdot M}$$

式11

上式で、 $\rho$ は忘却ファクタ、

$C$ は適応速度を制御する一定値、

$ME$ は $\mu(n)$ の特異点を妨ぐ小さな数である。

次の時間指標 $n+1$ に対するADFの係数は、次のようにアップデートされる

。

$$w_k(n+1) = w_k(n) + \mu(n) \cdot e(n) \cdot x(n-k),$$

ただし、 $0 \leq k \leq M-1$  式12

BPF1とBPF2の帯域通過特性のために、適応信号 $e(n)$ と $x(n)$ は、  
発振周波数領域の周波数成分を含むのみである。

【0034】

図7は、適応帯域限定帰還キャンセラを実施する他の可能な構造を示す。BPF1を主に使用して、消去信号の帯域幅を限定し、消去アーティファクトを消去帯域幅に限定する。BPF2およびBPF3を使用して、適応信号の帯域幅を発振周波数の領域に限定する。BPF1、BPF2、およびBPF3は、必ずしも線形位相FIRフィルタとして実施されないが、この通過帯域は、全ての発振周波数にわたらなければならない。

【0035】

フィルタリングされた適応信号サンプルを使用して、次のように、時間変化刻み幅とADF係数をアップデートする。

$$p(n) = \rho \cdot p(n-1) + x'^2(n) + e'^2(n)$$

式13

【数7】

$$\mu(n) = \frac{C}{[(1-\rho) \cdot p(n) + ME] \cdot M}$$

式14

$w_k(n+1) = w_k(n) + \mu(n) \cdot e'(n) \cdot x'(n-k)$ 、  
ただし、 $0 \leq k \leq M-1$

式15

上式で、 $x'(n)$  は、帯域通過フィルタBPF3の出力であり、  
 $e'(n)$  は、帯域通過フィルタBPF2の出力である。

【0036】

適応システムを安定化するために、BPF2とBPF3の位相応答は、可能な限り近接していなければならない。簡単さとより良好な適応のために、BPF2とBPF3に対して、2つの同一な高域通過フィルタを選択する。構造1の帯域通過フィルタに要求されたこととは異なり、停止帯の減衰が十分である限り、BPF1、BPF2、およびBPF3の通過帯域リプルは、良好な性能に対して重要ではない。我々の経験では、30dB停止帯の減衰が適切である。したがって、2<sup>nd</sup> または3<sup>rd</sup> のオーダーの楕円IIRフィルタなど、低オーダーのIIRフィルタをこの応用に対して使用して、ハードウェアおよび計算の複雑さを低減することが可能である。

【0037】

図6に示す実施形態とは対照的に、図7の様々なグループの遅延は、以下の条件を満たさなければならない。

【数8】

$$D_{\Delta_1}(f) + D_{BPF1}(f) + D_{ADF\_FIR}(f) = D_{DAC}(f) + D_{acoustic\ feedback\ path}(f) + D_{ADC}(f)$$

式16

サンプルの最適遅延 $\Delta_1$ は、補聴器取付け処理中に、帰還経路を測定して獲得することができる。全てのADF係数を使用するために、適応フィルタによって

生じる遅延を最小限に抑えるべきである。遅延 $\Delta_1$ は、以下の条件を満たさなければならない。

【数9】

$$D_{\Delta_1}(f) \leq D_{DAC}(f) + D_{acoustic\ feedback\ path}(f) + D_{ADC}(f) - D_{BPF1}(f)$$

式17

次の式を選択する。

【数10】

$$\Delta_1 = \min \left\{ D_{DAC}(f) + D_{acoustic\ feedback\ path}(f) + D_{ADC}(f) - D_{BPF1}(f) \right\}_{f \in \text{passband}} - \varepsilon$$

式18

【0038】

上式で、 $\varepsilon$ はサンプルの許容差である。通常、 $\varepsilon$ は2に等しく選択する。

【0039】

この帯域限定帰還消去構造は、主要な信号経路に追加の遅延を導入せず、補聴器の出力に追加の位相歪みを導入しない。

【0040】

ADFの目的は、帰還経路を推定することである。図7では、BPF1を使用して、帰還消去信号の帯域幅を限定する。一般的に図21に示すように、帰還経路の周波数応答は帯域通過特性を有するので、BPF1を使用して、帰還経路の周波数応答を近似的に整合することが可能である。このように、ADFを使用して、主に帰還経路の変化を追跡することが可能である。

【0041】

帯域限定適応帰還キャンセラは、汎用デジタル信号プロセッサまたは専用デジタル信号プロセッサと共に、プラットフォーム上で実施することができる。補聴器の回路設計のサイズとパワーの制約のために、適応帰還キャンセラとして、精度と語の長さが限定されている固定点デジタル信号プロセッサを使用することが

望ましい。したがって、帯域限定適応帰還キャンセラの効率的なデジタル実現は、ハードウェアと計算資源が限定されている制約下では、帰還消去の性能によって極めて重要である。本発明は、計算要求を簡単化し、適応プロセスに対する精度限定の効果に関連する問題に対処する。

#### 【0042】

上述した帯域限定帰還キャンセラの両方の構造において、適応フィルタリングの動作は、同じ方式で実施される。固定点実装に対しては、精度を限定した制約下で消去の効率性を維持するために、いくつか追加のモジュールが必要である。適応的にフィルタリングされた帯域限定帰還キャンセラの一般化した構造を、図9に示す。この一般化した構造は、上述した両方の実施形態に適用可能である。この適応フィルタリング構成には、3つの入力ポート ( $x_1(n)$ 、 $x_2(n)$ 、および  $e(n)$ ) と、1つの出力ポート ( $y(n)$ ) がある。

#### 【0043】

図6に示す帰還キャンセラ構造に対し、

$$x_1(n) = x_2(n) = x(n)$$

である。

#### 【0044】

図7に示す帰還キャンセラ構造に対し、

$$x_1(n) = x(n)$$

$$x_2(n) = x'(n)$$

$$e(n) = e'(n)$$

である。

#### 【0045】

一般化した構造は、調節可能なFIRフィルタリングモジュール、パワー推定モジュール、係数適応モジュール、DC除去モジュール、係数帯域通過フィルタリング(CBF)モジュール、および制御ユニットを含む。これらのモジュールの目的と詳細な実施態様について、以下で説明する。

#### 【0046】

##### 1. 調節可能FIRフィルタリング



適応FIRフィルタを使用して、動的帰還経路を近似し、入力信号  $x_1(n)$  を現在のフィルタ係数  $\{w_k(n) : 0 \leq k \leq M-1\}$  でたたみ込むことによって、帰還消去信号を生成する。しかし、帰還経路応答は、非常に大きな動的範囲を有する。固定点実装では、固定点適応FIRフィルタリングの内部精度を完全に利用するために、ADF係数を最大にして、それらに割り付けられている語の精度を適合しなければならない。ADFスケーリング利得 (G) を使用して、ADF係数を最大にし、帰還消去信号に対して広範な動的範囲を提供する。したがって、M個をタップした適応FIRフィルタの出力の計算は、以下のようにわずかに変更される。

【数 1 1】

$$y(n) = G \cdot \sum_{k=0}^{M-1} w_k(n) \cdot x_1(n-k)$$

式 1 9

【0047】

スケーリング利得Gは、2の累乗の数  $2^L$  として選択され、左/右シフトによって実装することができる。通常、Lは範囲  $[-3, 3]$  の範囲にあることが十分であり、これは、 $-18$  dB から  $18$  dB の動的範囲を提供する。図 20 は、2の累乗のスケーリング利得を有する調節可能なFIRフィルタリングの機能ブロック図を示す。

【0048】

## 2. 係数適応

ADFスケーリング利得を含むことによって、時間変化刻み幅に対する計算は、以下のように変更しなければならない。

【数 1 2】

$$\mu(n) = \frac{C}{G \cdot [(1-\rho) \cdot p(n) + ME] \cdot M}$$

式 2 0

## 【0049】

式10と式13に示したように、 $p(n)$ は、組み合わせた信号 $e(n)$ と $x_2(n)$ のパワー推定である。固定点実装では、 $\rho \cdot p(n-1)$ を計算する際に語を打ち切るために、限定サイクルは、 $p(n)$ がゼロになることを防ぎ、したがって、式20のMEは必要でない。簡単のために、MEを0とする。

## 【0050】

時間変化刻み幅の計算の際に分割を回避するために、2の累乗の数を使用して $p(n)$ を近似し、 $C$ 、 $(1-\rho)$ 、 $G$ 、および $M$ を2の累乗の数として選択する。

$$C = 2^{-K}$$

$$(1-\rho) = 2^{-J}$$

$$G = 2^L$$

$$M = 2^F$$

式20は次のように書き直すことができる。

## 【数13】

$$\begin{aligned} \mu(n) &\approx \frac{2^{-K}}{2^L \cdot 2^{-J} \cdot 2^{Q[\log_2(p(n))]} \cdot 2^F} \\ &= 2^{J-K-L-F-Q[\log_2(p(n))]} \end{aligned}$$

式21

## 【0051】

$K$ は正の整数であり、適応速度を制御する。 $K$ の範囲は、通常、7から10である。 $K$ のより小さい値は、より速い適応速度を提供する。 $J$ は正の整数であり、パワー推定の時定数を制御する。通常、 $J$ は6と選択する。 $L$ は整数であり、ADFスケーリング利得を制御する。上述したように、範囲は-3から3である。 $L$ は、補聴器取付けプロセス中の帰還測定に基づいて決定され、したがって、適応フィルタのフィルタ係数は最大になる。 $F$ は、適応フィルタの長さに関する整数である。16000Hzのサンプリング・レートで、 $F=5$ （32個のタ

ップ)を選択し、したがって、適応フィルタ・インパルスを持続期間は、約 2 ms である。これは、不安定帰還周波数領域で、帰還経路のグループ遅延の変化をカバーするのに十分な長さである。

#### 【0052】

$Q[]$  は、打ち切り動作である。 $Q[\log_2(p(n))]$  は、 $p(n)$  の最上位ビット (MSB) の位置指標を探索することによって、実施することができる。

#### 【0053】

図 8 は、底が 2 の対数量子化の機能ブロック図である。 $\xi$  は、符号のない 2 進整数フォーマットで表した正の量である。最下位ビット (LSB) の位置指標は 0 である。 $Q(\log_2(\xi))$  は、 $\xi$  の MSB の位置指標に戻る。 $\xi$  が 0 のとき、 $Q[\log_2(\xi)]$  は 0 に戻る。

#### 【0054】

2 の累乗の数を使用してエラー信号を近似することによって、パワー推定と係数適応をさらに簡略化することができる。このエラー信号の量子化は、適応フィルタの性能に影響を与えない。したがって、パワー推定は次のようになる。

#### 【数 14】

$$\begin{aligned} p(n) &= (1-\rho) \cdot p(n-1) + x_2^2(n) + e^2(n) \\ &\approx p(n-1) - 2^{-J} \cdot p(n-1) + x_2^2(n) + \text{sign}(e(n)) \cdot 2^{Q[\log_2(|e(n)|)]} \cdot e(n) \end{aligned}$$

式 22

係数適応は、次のようになる。

#### 【数 15】

$$\begin{aligned}
w_k(n+1) &= w_k(n) + \mu(n) \cdot e(n) \cdot x_2(n-k) \\
&\approx w_k(n) + 2^{J-K-L-F-Q[\log_2(p(n))]} \cdot \text{sign}(e(n)) \cdot 2^{Q[\log_2(|e(n)|)]} \cdot x_2(n-k) \\
&= w_k(n) + \text{sign}(e(n)) \cdot 2^{J-K-L-F-Q[\log_2(p(n))]+Q[\log_2(|e(n)|)]} \cdot x_2(n-k)
\end{aligned}$$

ただし、 $0 \leq k \leq M-1$

式 2 3

【0055】

式 2 2 は、パワー推定に 1 つしか乗法が必要でないことを示す。式 2 3 に示す係数適応プロセスは、乗法のないプロセスとなり、移動、否定、および追加動作で実施することができる。

【0056】

図 1 0 は、パワー推定の機能ブロック図を示し、図 1 1 は、乗法のない係数適応プロセスの機能ブロック図を示す。

$\beta(n)$  は、エラー信号  $e(n)$  の底が 2 の対数量子化、

$\alpha(n)$  は、パワー推定  $p(n)$  の底が 2 の対数量子化、

および

$v(n)$  は、エラー信号  $e(n)$  の符号である。

【0057】

帯域限定帰還キャンセラは、不安定周波数領域で、非常に効率的および効果的に作用するので、正規化 LMS 適応フィルタに使用する適応刻み幅をさらに低減して、誤調節雑音を最小限にし、補聴器の音質を改善することが可能である。固定点実装では、非常に小さい刻み幅を有する正規化 LMS 適応を簡単化して、符号 LMS 適応とすることが可能である。式 2 3 は、次のように書き直すことが可能である。

$$w_k(n+1) = w_k(n) + \mu \text{sign}(e(n) \cdot x_2(n-k)),$$

ただし、 $0 \leq k \leq M-1$

式 2 3 a

上式で、 $\mu$  は一定である。例えば、 $w_k(n)$  が 12 ビットの整数で表されるとき、 $\mu$  を 1 に等しく選択することが可能である。そうすることによって、正規化

LMSに必要なパワー推定、MSB探索、およびシフトに関連する計算が削除される。

#### 【0058】

##### 3. 固定点実装による精度限定効果

適応フィルタリングアルゴリズムの固定点実装では、入力と内部アルゴリズムの両方の量は、ある限定された精度に量子化されなければならない。これらの量子化エラーは、オーバーフローが生じるまで、制限なく蓄積する可能性があり、許容できない性能をもたらす。例えば、当初のADC出力または帯域限定フィルタリングの語打ち切りの結果生じる、 $e(n)$ と $x_2(n)$ の光DCオフセットは、時間の経過と共に蓄積し、適応フィルタ係数のDCオフセットを増大させる可能性がある。また、適応フィルタ係数適応の打ち切り動作は、特に信号レベルが低いとき、適応フィルタ係数に同様のDCの蓄積を生じる可能性がある。さらに、帰還経路に比較して、選択した帯域限定フィルタBPF1が、過度に低い周波数減衰を有する場合、ADFフィルタ応答の低周波数利得は、徐々に蓄積する可能性がある。どちらの場合でも、適応フィルタ係数はオーバーフローして、飽和する可能性がある。ADC除去モジュールは、周期的に適応フィルタ係数からDCオフセットを除去するように含まれている。他の帯域通過フィルタリングモジュールは、適応フィルタ係数をフィルタリングして、適応フィルタ応答に低周波数応答および高周波数応答が蓄積することを抑制するために提供されている。この動作は、フィルタ係数が飽和しているときのみ必要とされる。

#### 【0059】

DC除去モジュールでは、以下の動作を実施して、フィルタ係数のDCオフセットを推定し、推定したDCオフセットをADFフィルタ係数から減算する。

#### 【数16】

$$m(n) = \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} w_k(n)$$

$$w_k(n+1) = w_k(n) - m(n), \quad 0 \leq k \leq M-1$$

式 2 5

【0060】

図 1 2 は、DC 除去の計算プロセスを示す。

【0061】

例えば、DC 除去は、16000 Hz のサンプリング・レートで、256 のサンプル毎にスケジュールすることが可能である。

【0062】

CBF モジュールでは、ADF 係数に対するゼロ遅延帯域通過フィルタリング動作が、次のように実施される。

$$w_k(n+1) = w_k(n) / 2 - w_{k+1}(n) / 2, \quad 0 \leq k \leq M-3$$

式 2 6

$$w_k(n+1) = w_k(n) / 2, \quad k = M-2, M-1$$

式 2 7

【0063】

図 1 3 は、帯域通過フィルタリングの計算プロセスを示す。この簡単な帯域通過フィルタリング動作は、通過帯域にわたって完全に平坦な 0 dB の大きさの応答を提供せず、補聴器の出力で、わずかな可聴の歪みを導入する可能性がある。この動作は、頻繁に適用することはできず、ADF 係数のいずれか 1 つが飽和しているときのみ起動される。

【0064】

上述したように、適応フィルタ係数適応は、DC 除去および係数帯域通過フィルタリング動作と共に実施しなければならない。DC 除去および係数帯域通過フィルタリング動作は、頻繁に動作する必要はないので、これら 3 つの動作のうち 1 つのみを、各サンプル・ピリオドで実施するようにスケジュールする。図 1 4 は、プロセスをスケジュールする流れ図である。このようにして、DC 除去動作は周期的に実施され、係数帯域通過フィルタリング動作は、係数適応モジュールからの SAT 信号がオンのときのみ起動される。

【0065】

図15は、係数適応モジュール、DC除去モジュール、および係数帯域通過フィルタリングモジュールに対する制御信号を生成する、制御ユニットの論理図である。

#### 【0066】

##### 実験結果

本発明の第1試験は、コンピュータ・シミュレーションで実施された。シミュレーション・モデルは、SIMULINKで開発され、動的帰還経路で構築された。動的帰還経路を、耳に向かってゆっくり近づき離れるクリップボードでKEMAR耳について測定した。被験者の様々な補聴器応答を、シミュレーションに対する補聴器処理として使用した。

#### 【0067】

補聴器応答および動的帰還経路を使用して、開ループ伝達関数を獲得し、不安定な帰還周波数を識別した。不安定な帰還周波数を使用して、帰還キャンセラ、具体的には帯域限定フィルタの帯域幅を構成した。試験は、帯域限定適応帰還キャンセラを使用した場合と使用しない場合について行った。最大安定補聴器利得を、両方の条件下で記録した。また、シミュレーションした補聴器の出力を、被験者の評価に使用した。

#### 【0068】

同じ試験を、実時間プロトタイプ・デジタル補聴器を有する被験者に対して実施した。補聴器の開ループ伝達関数は、閉ループ・プローブ管測定に基づいて決定した。不安定な帰還周波数を開ループ伝達関数から識別し、帯域限定適応帰還キャンセラを構成するために使用した。最大安定挿入利得を、適応キャンセラがある場合とない場合とについて記録した。

#### 【0069】

結果は、帯域限定帰還キャンセラが、効果的に発振および準発振帰還を削除し、安定補聴器挿入利得を12～15dBだけ増大し、音質に対する歪みは最小であることを示した。

#### 【0070】

図21は、KEMAR耳について測定した開ループ伝達関数の例を示す。ばつ

印で示す3つの不安定な帰還周波数がある。それらは、2660Hz、3260Hz、および3060Hzにある。したがって、帯域限定フィルタに対するカットオフ周波数は、2460Hzに設定される。これは、最低不安定帰還周波数より約200Hz低い。

#### 【0071】

##### 代替実施形態

図6および図7に示した実施形態は、帯域限定適応帰還キャンセラの2つの特定の例である。しかし、本発明は、適応の帯域幅と消去信号の帯域幅を、発振周波数を含むことが既知である周波数領域に限定することについて、同じ機能を有する他の実施形態を含んでいる。

#### 【0072】

例えば、図6で、 $\Delta_2$ のサンプルの遅延を、2つの厳密に相補的なフィルタと置換することができる。一方のフィルタはBPF2と同じとし、その周波数伝達関数を $H_2(f)$ と表す。他方を厳密に相補的なフィルタSCF2とし、これは、相補的な周波数伝達関数

#### 【数17】

$$e^{-j\Delta_2 2\pi f} - H_2(f)$$

を有する。そのような実施形態を図16に示す。

#### 【0073】

さらに、2つの同一BPF2を組み合わせ、図17に示すように、補聴器処理を2つのプロセスに分割することができる。補聴器プロセス1を使用して、BPF2によってカバーされている周波数領域で信号を処理する。補聴器プロセス2を使用して、BPF2の相補的フィルタSCF2によって生成された信号を処理する。補聴器プロセス1の出力帯域幅はBPF2と同じなので、図6に示すようなBPF1の必要性は削除される。線形位相FIRフィルタをBPF2の代わりに選択し、その厳密に相補的なフィルタをSCF2の代わりに選択して、補聴器の主要信号経路の位相歪みを最小限に抑える。いくつかの補聴器の応用に対して、主要信号経路の位相歪みを、他の補聴器処理モジュールによって、許容ま



たは修正することができる。この場合、厳密に相補的であるという条件を、パワーが相補的であるなど、他の種類の相補的な条件に緩和することができ、したがって、無限インパルス応答（IIR）フィルタを使用して、BPF2とSCF2を置換し、さらに、ハードウェアと計算の複雑さを低減することが可能である。

#### 【0074】

これまで、補聴器マイクروفोनとアナログ・デジタル変換器の間で、アナログ自動利得制御（AGC）を補聴器に使用することを仮定してきた。AGCは帰還経路の部分であるが、消去信号経路の部分ではないので、補聴器の入力信号の鋭い変化による突然のAGCの利得変化は、消去の性能を低下する可能性がある。図18に示すある代替構造は、AGCを帰還消去接合の後ろに移動し、その結果、AGCは、帰還経路と消去経路の両方にあることになる。これは、AGCをデジタルで実施することを必要とする。図19に示す他の代替解決法は、デジタル方式でAGC利得を帰還消去信号に加え、その結果、帰還消去信号は、AGC利得の変化を追跡する。この方法は、AGC利得をデジタル・フォーマットに変換することを必要とする。

#### 【0075】

帯域限定帰還キャンセラは、消去帯域幅が最小のとき最適の音質を提供する。知られているように、補聴器の発振周波数は、補聴器利得の関数であり、これは、一般に、補聴器の音量制御によって制御される。したがって、帰還キャンセラの消去帯域幅も、補聴器の音量制御によって制御し、最適な音質を達成することができる。これは、帯域限定フィルタに対するフィルタ係数のいくつかのセットを補聴器に格納することによって達成することができる。任意の所与の補聴器音量設定で、フィルタ係数の適切なセットを使用して、全ての発振周波数をカバーし、および最小の帯域幅を有するフィルタ応答を提供する。このフィルタ選択プロセスは、補聴器の装着者が、音量制御の設定を変更するときのみ必要である。

#### 【0076】

より高い補聴器利得設定は、帰還を抑制するために、より速い適応速度を必要とする可能性があるので、異なる一定値Kを選択して、異なる補聴器音量制御設定に対する適応速度を制御することも可能である。

## 【0077】

上述した発明は、この開示の精神または本質的な特徴から逸脱せずに、他の特定の形態で実現することが可能であることを理解されたい。したがって、本発明は、上記の例示的な詳細によって限定されるのではなく、添付の請求項によって定義されることを理解されたい。

## 【図面の簡単な説明】

## 【図1】

本発明を実施することが可能である補聴器の機能ブロック図である。

## 【図2】

図1の補聴器の伝達関数を簡略的に示す図である。

## 【図3】

補聴器の開ループ伝達関数を得る従来技術を示す図である。

## 【図4】

一般的な広帯域適応帰還キャンセラを組み込んでいる補聴器の機能ブロック図である。

## 【図5】

開ループ伝達関数を得る内部雑音生成器を有する補聴器の機能ブロック図である。

## 【図6】

本発明による帯域限定適応帰還キャンセラを有する補聴器のある実施形態の機能ブロック図である。

## 【図7】

本発明による帯域限定適応帰還キャンセラを有する補聴器の他の実施形態の機能ブロック図である。

## 【図8】

フィルタ係数の適応のために、本発明によって使用する底が2の対数量子化を示す図である。

## 【図9】

適応デジタルフィルタを実施するために使用する信号処理を示す機能ブロック

図である。

【図 10】

パワー推定に使用する処理を示す図である。

【図 11】

係数適応に使用する処理を示す図である。

【図 12】

DC除去に使用する処理を示す図である。

【図 13】

帯域通過フィルタリングに使用する処理を示す図である。

【図 14】

図 9 の制御ユニットによって実施される処理スケジューリングを示す機能の流れ図である。

【図 15】

図 14 の流れ図に対応する論理図である。

【図 16】

本発明の代替実施形態の機能ブロック図である。

【図 17】

本発明の他の代替実施形態の機能ブロック図である。

【図 18】

本発明のさらに他の代替実施形態の機能ブロック図である。

【図 19】

本発明のさらに他の代替実施形態の機能ブロック図である。

【図 20】

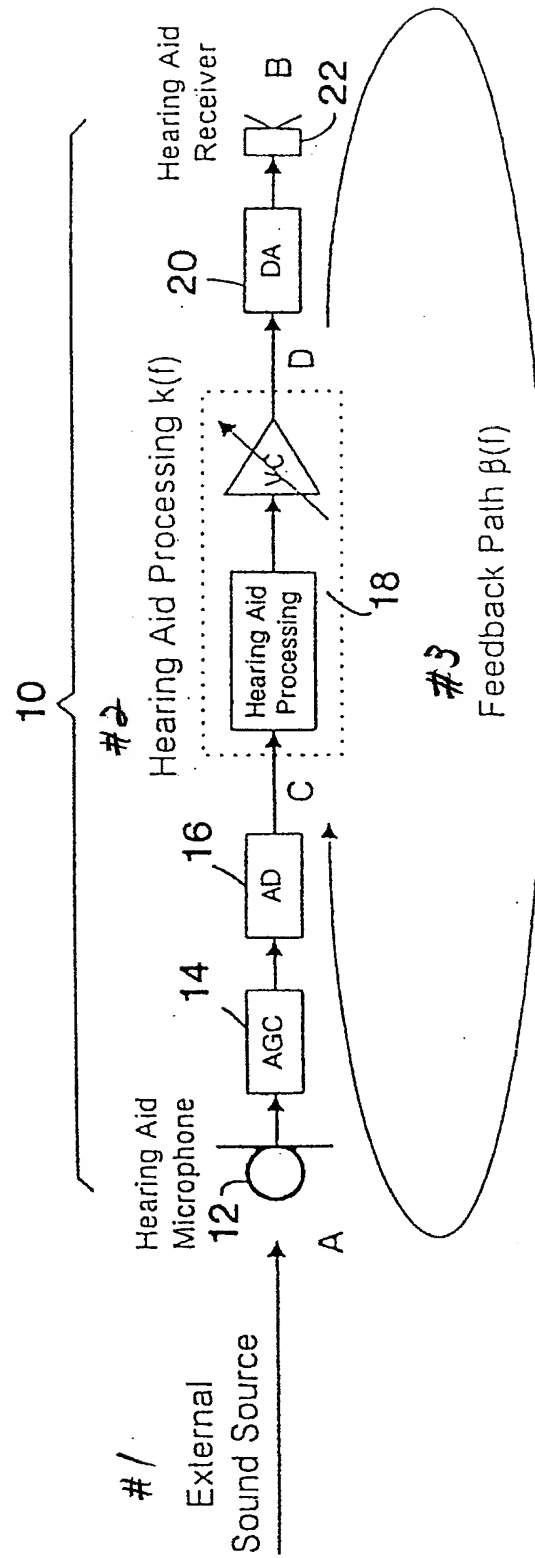
2 乗のスケーリング利得を有する調節可能 FIR フィルタリングの機能ブロック図である。

【図 21】

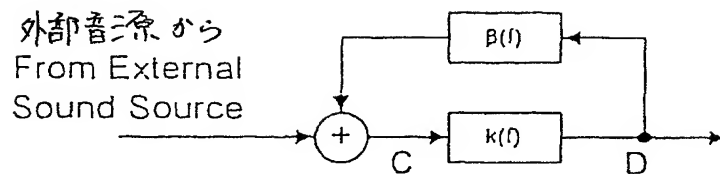
開ループ伝達関数と KEMAR 耳について測定した不安定な帰還周波数の例を示す図である。

【図1】

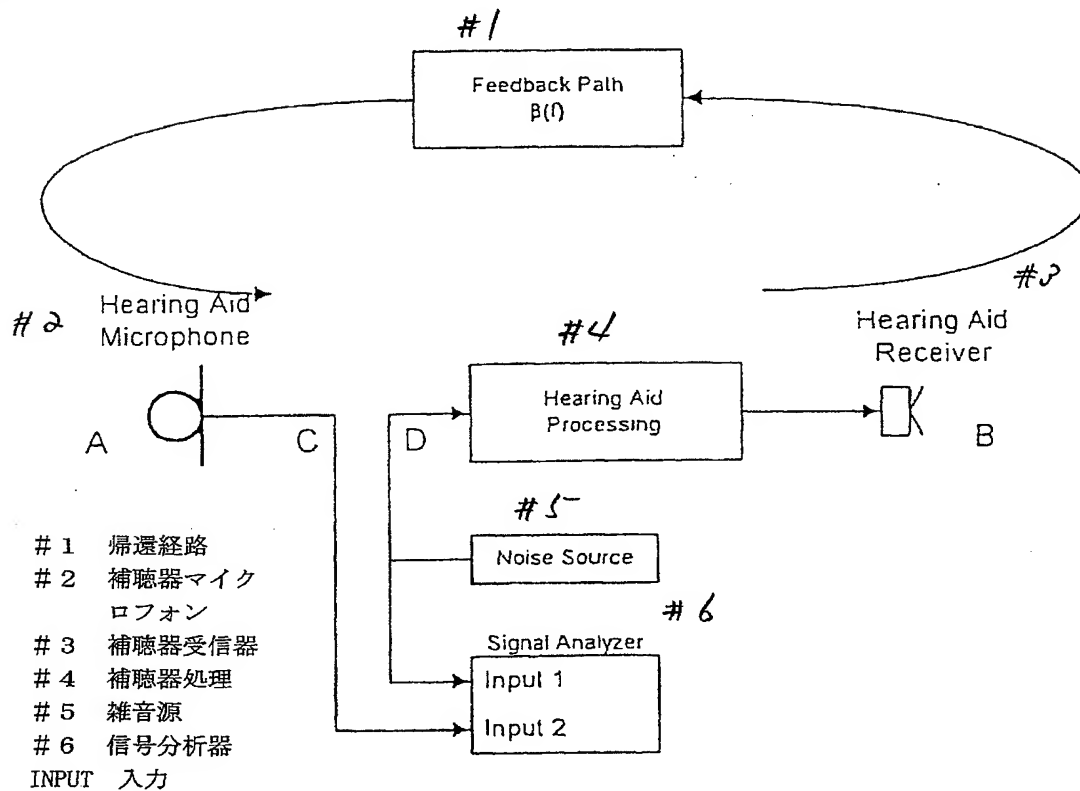
- 1 2 補聴器マイクrophon 2 2 補聴器受信器  
 # 1 外部音源 # 2 補聴器処理 # 3 帰還経路



【図2】

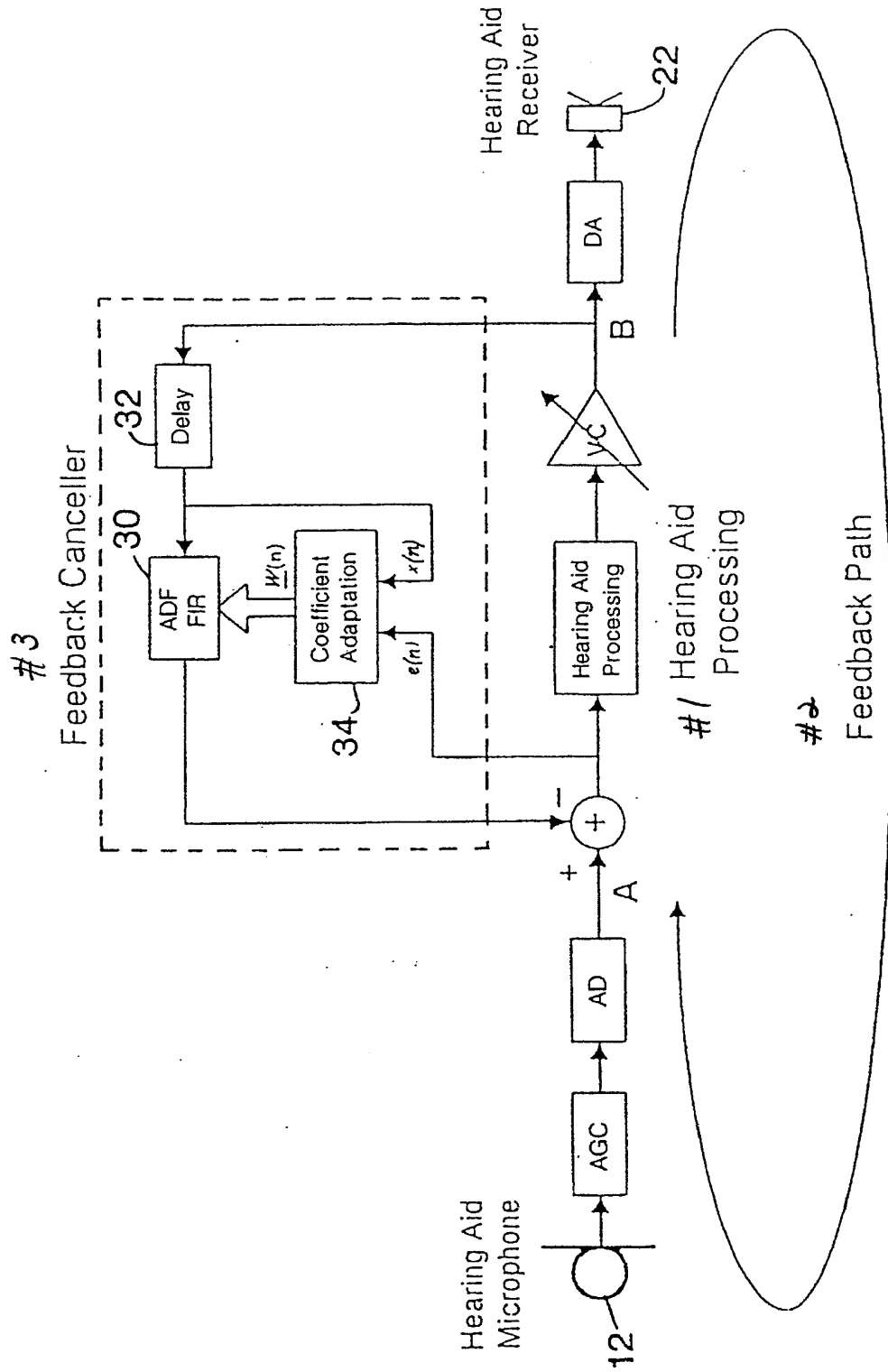


【図3】

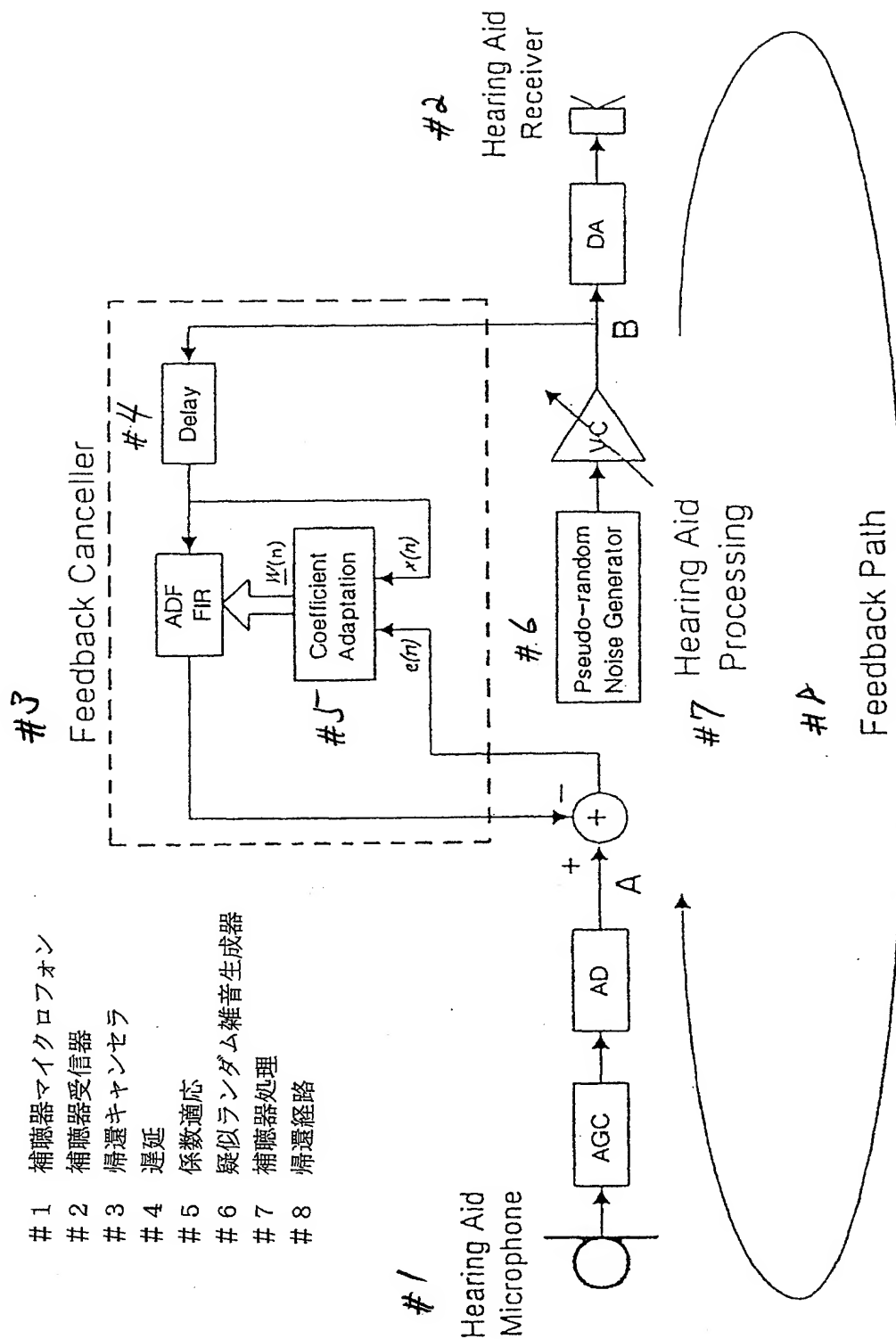


【図4】

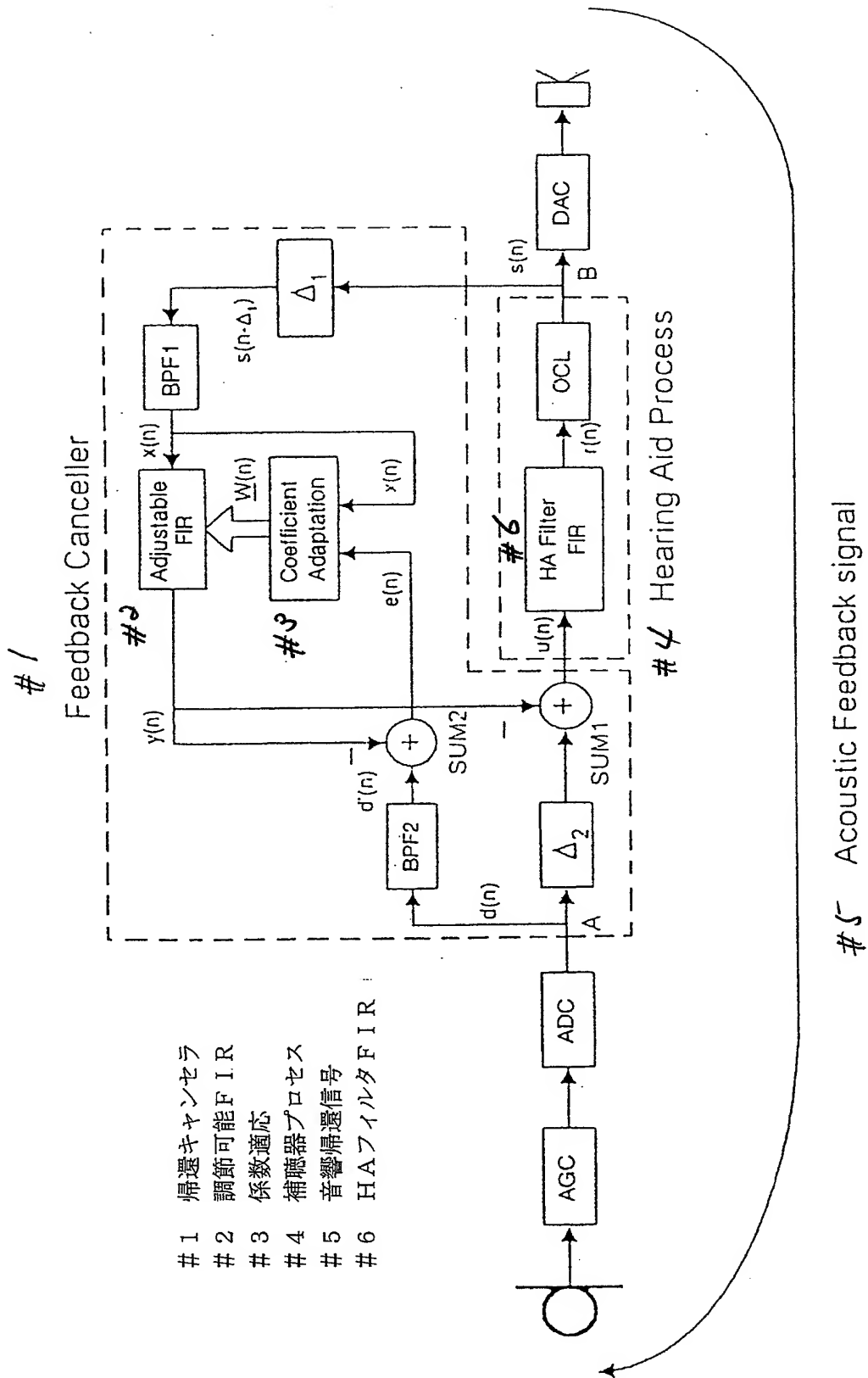
1 2 補聴器マイクフオン 2 2 補聴器受信器 3 2 遅延 3 4 係数適応  
 # 1 補聴器処理 # 2 帰還経路 # 3 帰還キャンセラ



【図5】

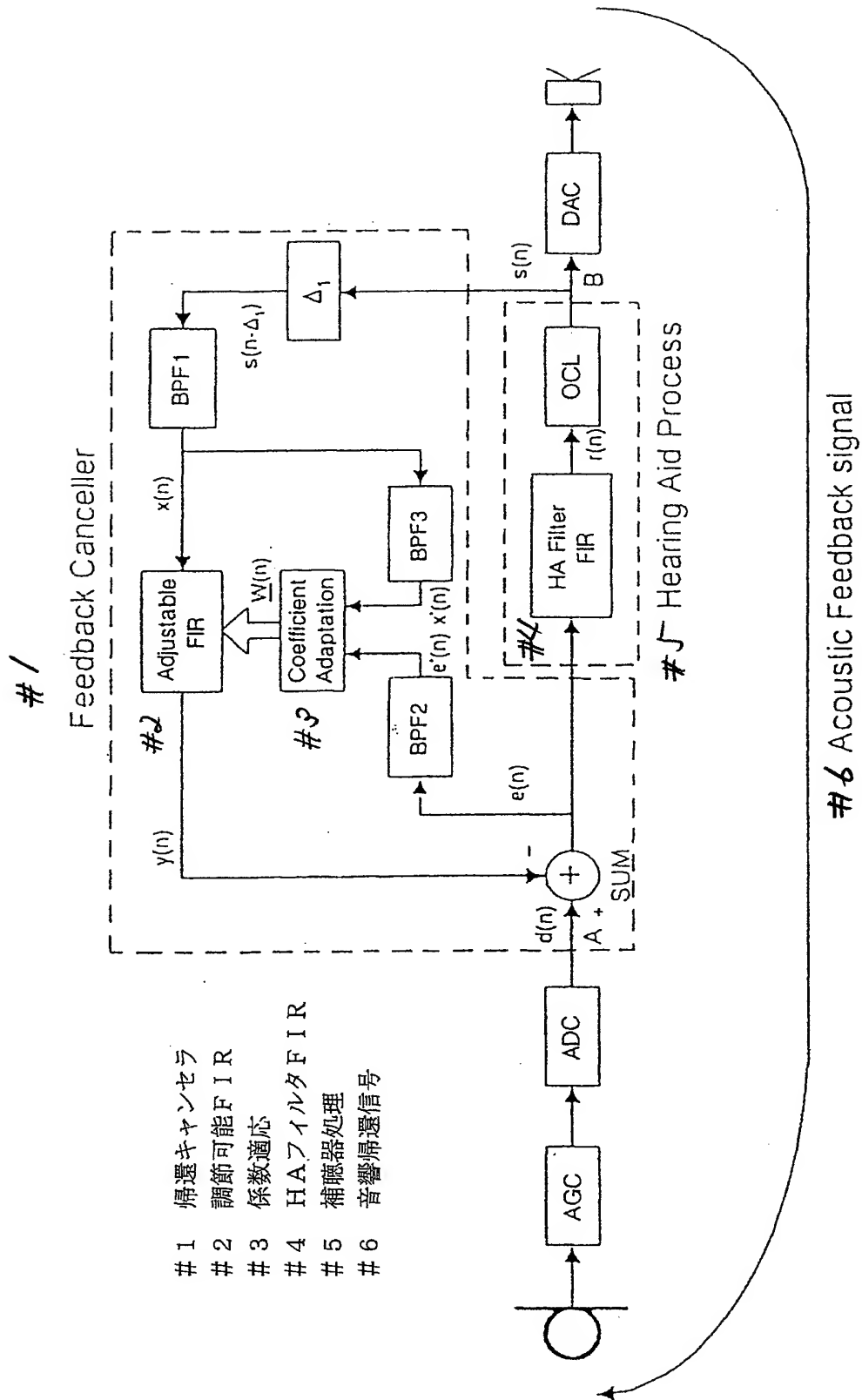


【図6】

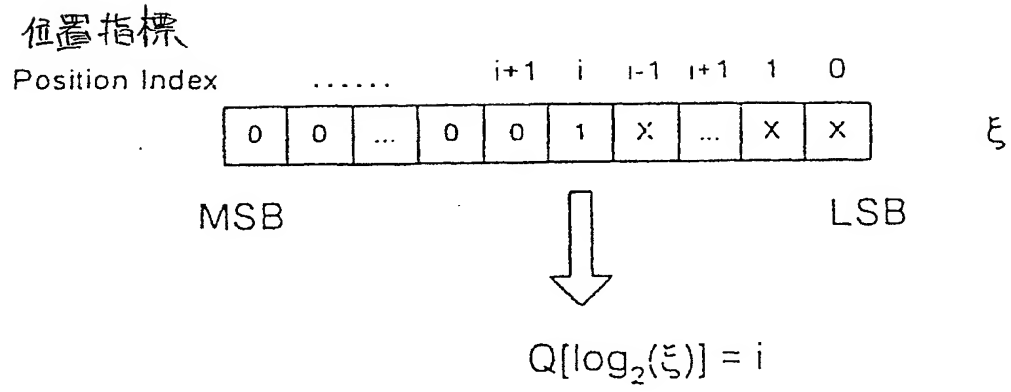




【図7】



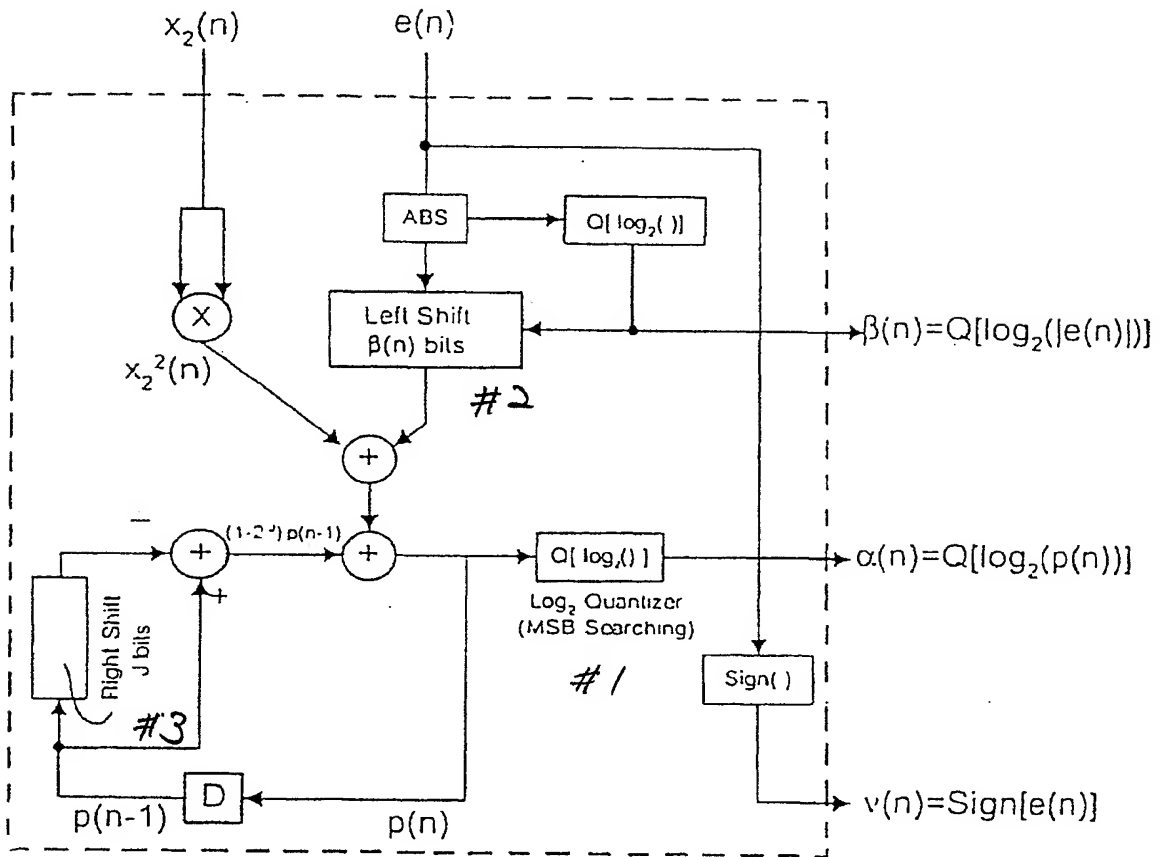
【図 8】



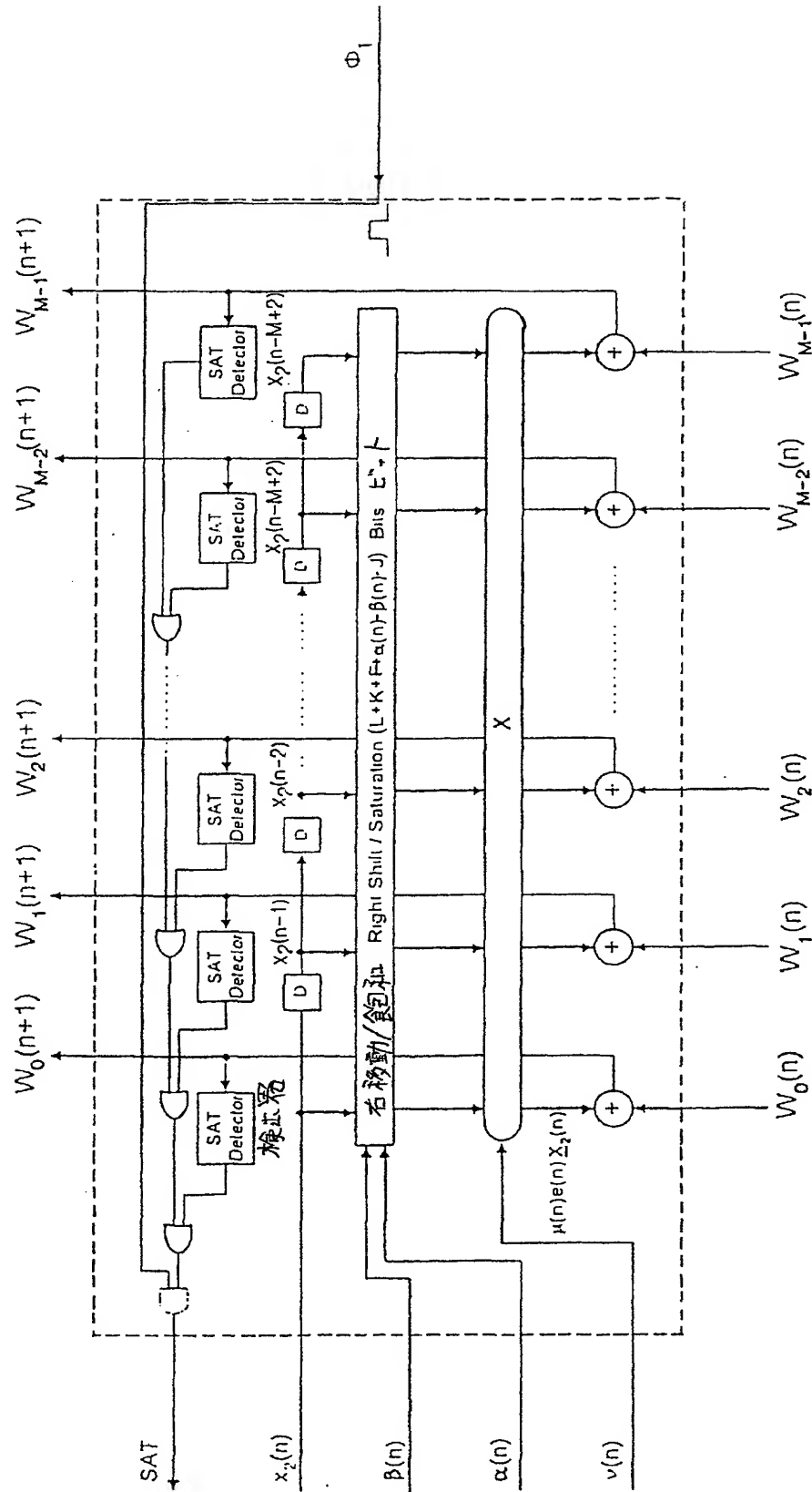


【図10】

- #1  $\text{Log}_2$ 量子化器 (MSB探索)  
 #2 左シフト  $\beta(n)$  ビット  
 #3 右シフト  $J$  ビット

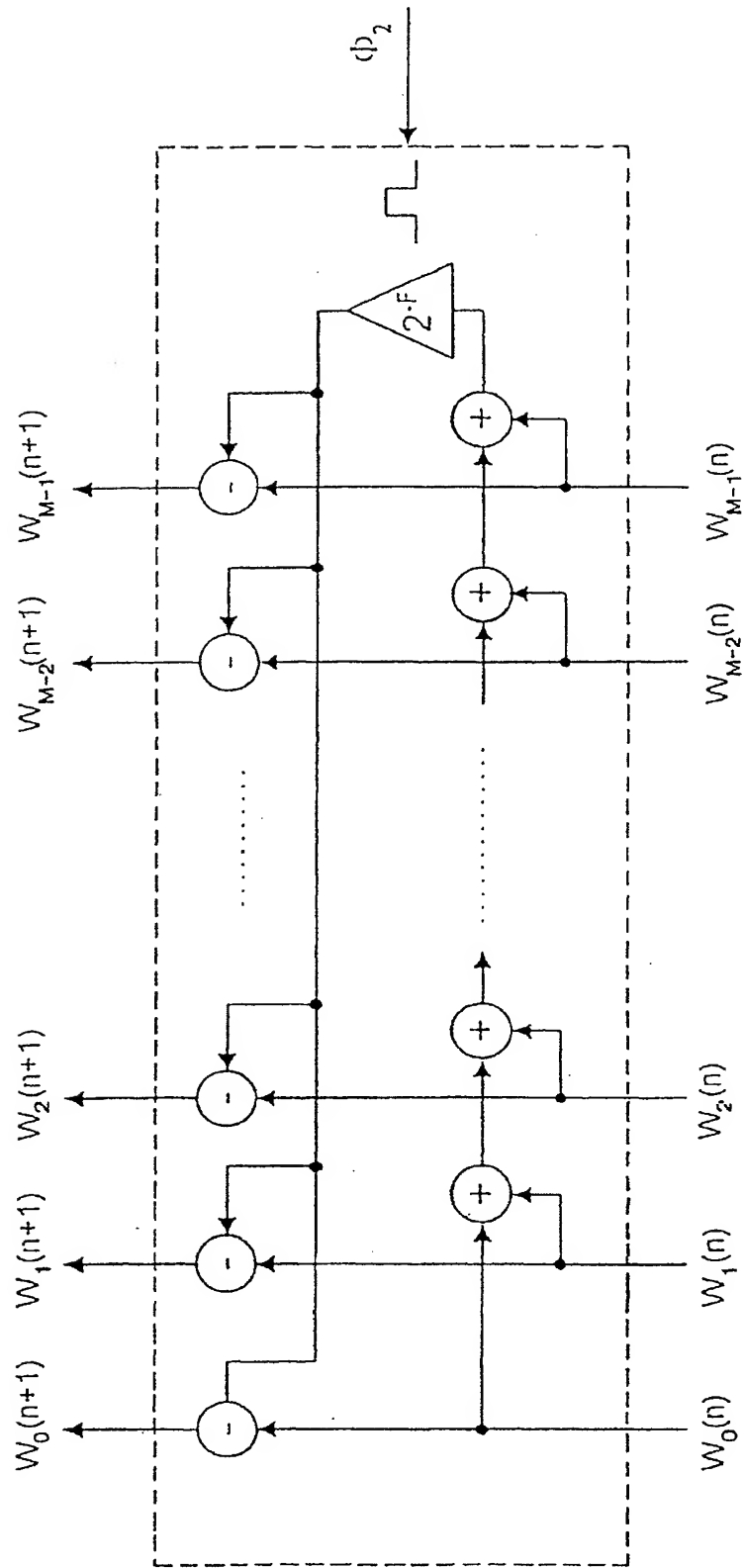


【図11】

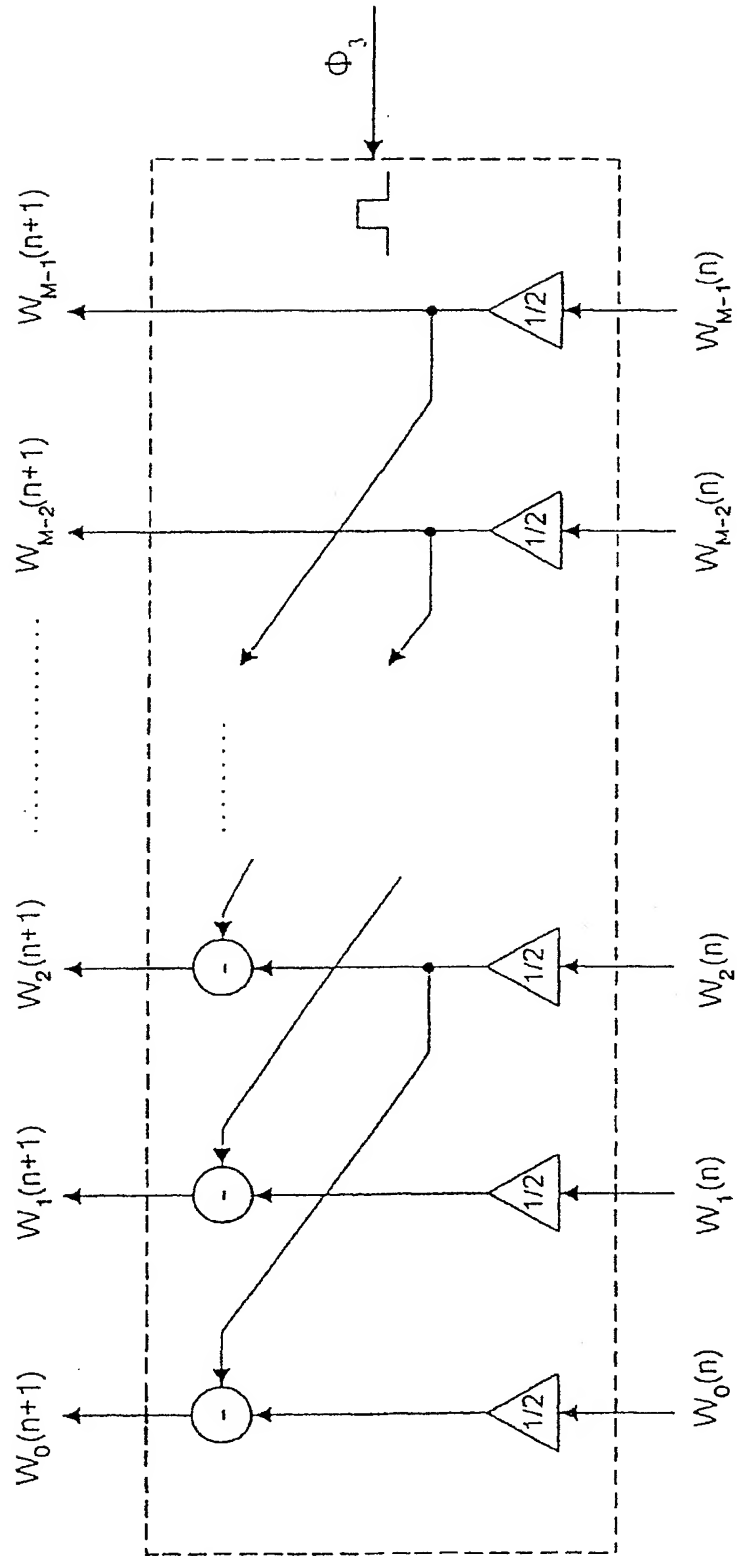


【図 12】

係数適応の計算図  
Computational diagram for Coefficient adaptation

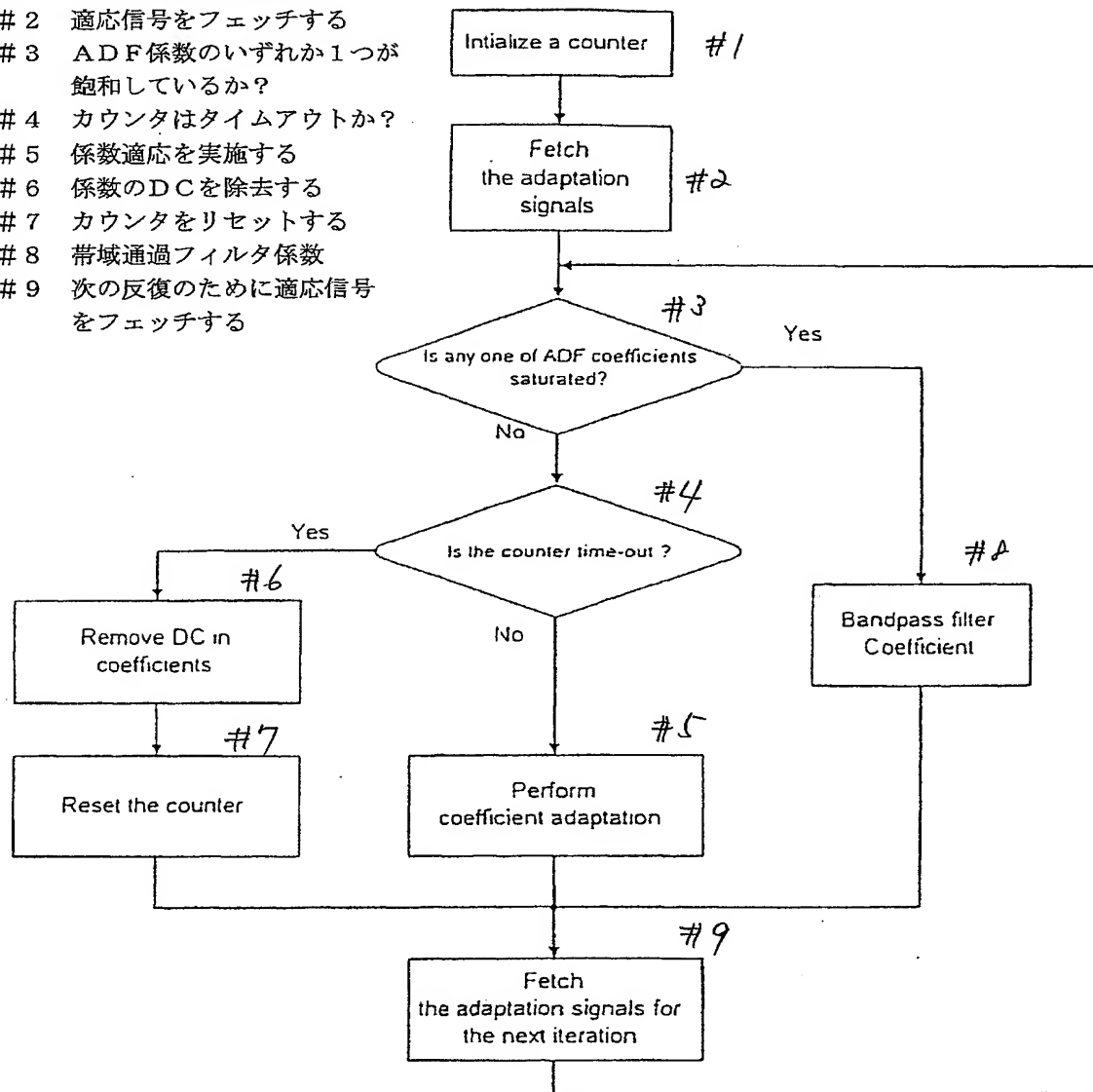


【図13】



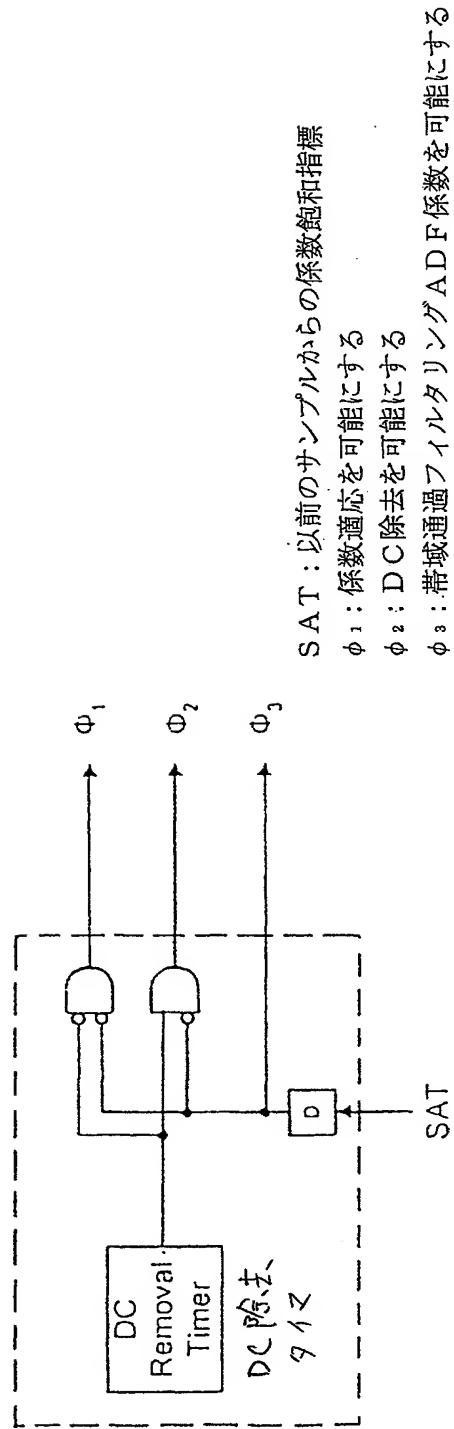
【図14】

- #1 カウンタを初期化する
- #2 適応信号をフェッチする
- #3 ADF係数のいずれか1つが飽和しているか？
- #4 カウンタはタイムアウトか？
- #5 係数適応を実施する
- #6 係数のDCを除去する
- #7 カウンタをリセットする
- #8 帯域通過フィルタ係数
- #9 次の反復のために適応信号をフェッチする





【図15】



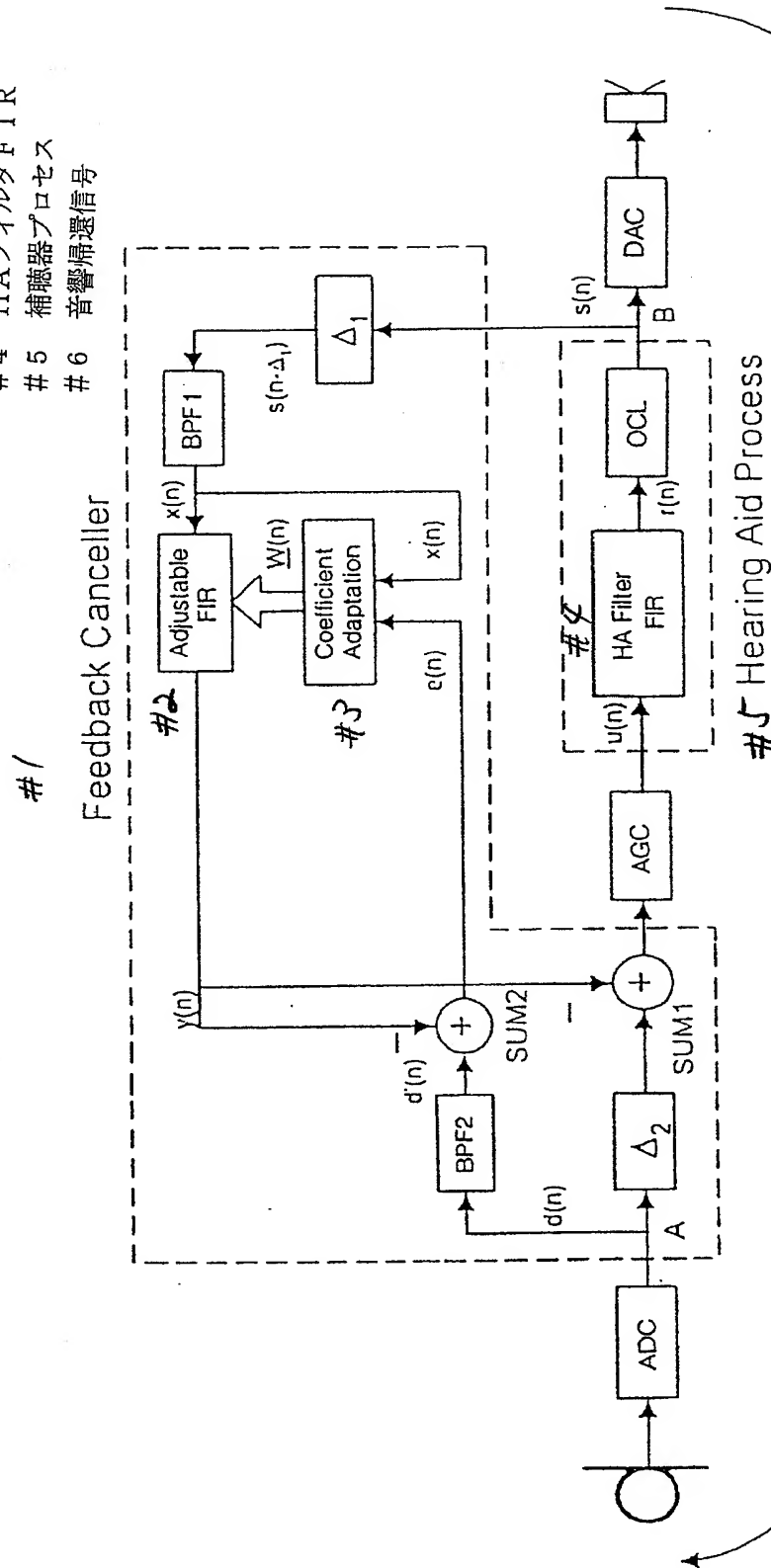
SAT: 以前のサンプルからの係数飽和指標  
 $\phi_1$ : 係数適応を可能にする  
 $\phi_2$ : DC 除去を可能にする  
 $\phi_3$ : 帯域通過フィルタリングADF係数を可能にする





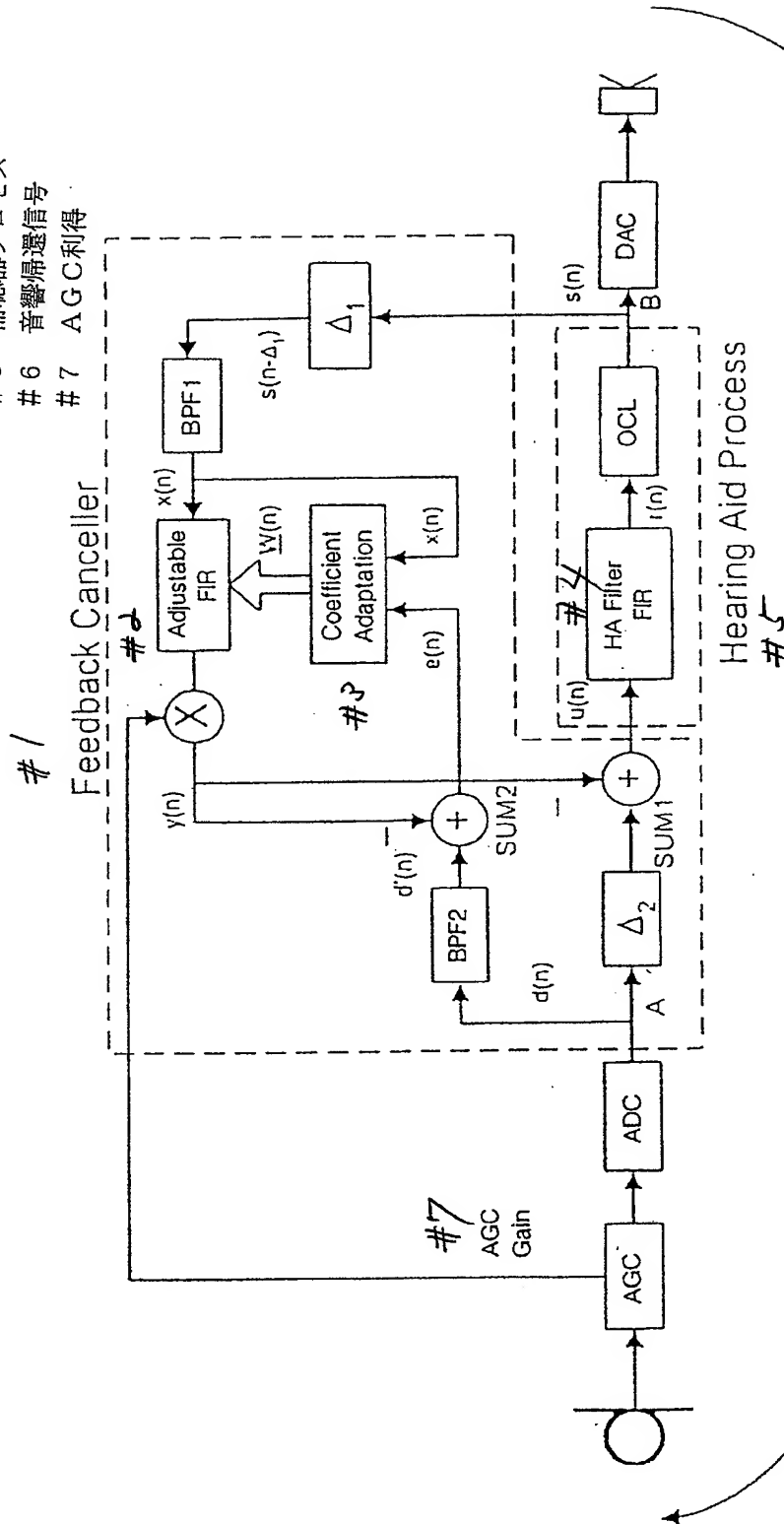
【図18】

- #1 帰還キャンセラ  
 #2 調節可能FIR  
 #3 係数適応  
 #4 HAフィルタFIR  
 #5 補聴器プロセス  
 #6 音響帰還信号



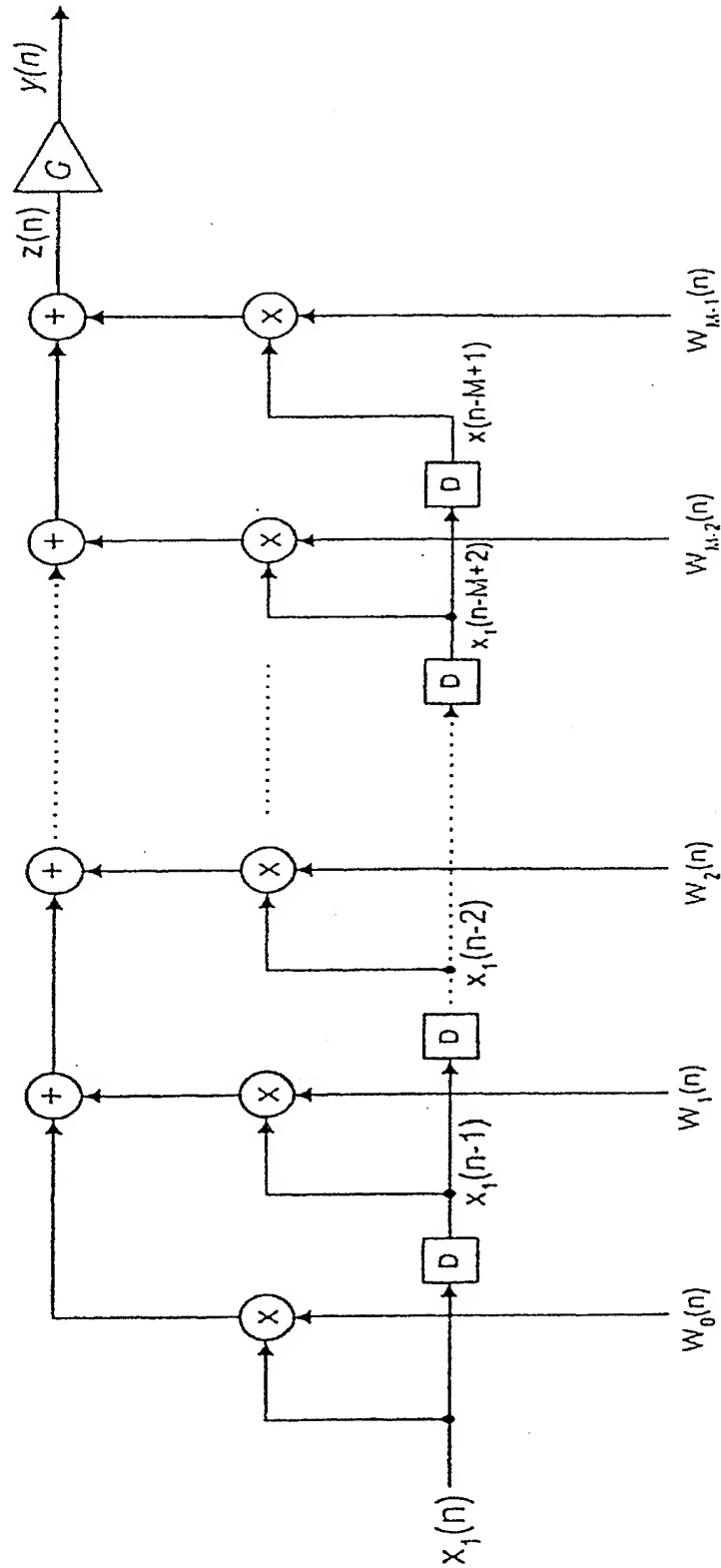
【図19】

- #1 帰還キャンセル  
 #2 調節可能FIR  
 #3 係数適応  
 #4 HAフィルタFIR  
 #5 補聴器プロセス  
 #6 音響帰還信号  
 #7 AGC利得



#6 Acoustic Feedback signal

【図 20】



## 【国際調査報告】

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Int. l. Application No

PCT/US 99/22757

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
 IPC 7 H04R25/00 H04R3/02

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
 IPC 7 H04R H04B H03H

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	EP 0 579 152 A (MINNESOTA) 19 January 1994 (1994-01-19)	1-10, 13-25, 30,31, 34-55
A	column 1, line 1-5 column 4, line 39 -column 13, line 33	11,12, 26-29, 32,33,56
Y	WO 96 35314 A (TOPHOLM & WESTERMANN) 7 November 1996 (1996-11-07)	1-10, 13-25, 30,31, 34-55
	page 1, line 3-6 page 4, line 5-23 page 6, line 1-18 page 8, line 6 -page 10, line 23 -/--	

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

## \* Special categories of cited documents:

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- "X" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- "Y" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

23 March 2000

Date of mailing of the international search report

29/03/2000

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5816 Patertaan 2  
 NL - 2280 HV Rijswijk  
 Tel. (+31-70) 340-2340, Tx. 31 651 epo nl,  
 Fax (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Zanti, P

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.  
PCT/US 99/22757

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 5 259 033 A (GOODINGS ET AL.) 2 November 1993 (1993-11-02) cited in the application column 5, line 1 -column 12, line 48	1-56
A	GB 2 274 372 A (I.B.M.) 20 July 1994 (1994-07-20)  page 3, line 5-29 page 5, line 1 -page 16, line 2	1,3-5,9, 10, 16-26, 28-31, 38-46
A	US 5 142 552 A (TZENG ET AL.) 25 August 1992 (1992-08-25) column 1, line 55 -column 2, line 28 column 2, line 40 -column 5, line 8	1,4, 25-27



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/US 99/22757

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 579152 A	19-01-1994	US 5402496 A	28-03-1995
		AU 4142493 A	20-01-1994
		CA 2098679 A	14-01-1994
		JP 6189395 A	08-07-1994
WO 9635314 A	07-11-1996	AT 171833 T	15-10-1998
		AU 698105 B	22-10-1998
		AU 2561695 A	21-11-1996
		DE 69505155 D	05-11-1998
		DE 69505155 T	15-04-1999
		EP 0824845 A	25-02-1998
		JP 11505077 T	11-05-1999
US 5259033 A	02-11-1993	US 5991417 A	23-11-1999
		DE 69033177 D	29-07-1999
		DE 69033177 T	21-10-1999
		EP 0415677 A	06-03-1991
		JP 3157098 A	05-07-1991
GB 2274372 A	20-07-1994	JP 8032114 B	27-03-1996
		JP 2683490 B	26-11-1997
		JP 7147548 A	06-06-1995
US 5142552 A	25-08-1992	US 5568558 A	22-10-1996
		NONE	

フロントページの続き

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AP(GH, GM, KE, LS, MW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), AE, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZW

(72)発明者 チ, シャーンフェン

アメリカ合衆国・91745・カリフォルニア  
州・ハシェンダ ハイツ・ラーブルック  
ドライブ・16907

Fターム(参考) 5D020 CC06

5J023 DB03 DC01 DC07

5K046 BB00 DD13 EE06 EE57